

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-112460

(43)Date of publication of application : 23.04.1999

(51)Int.Cl.

H04J 11/00  
H04L 7/00  
H04N 7/08  
H04N 7/081

(21)Application number : 10-019892

(71)Applicant : JISEDAI DIGITAL TELEVISION  
HOSO SYSTEM KENKYUSHO  
MATSUSHITA ELECTRIC IND CO  
LTD

(22)Date of filing : 30.01.1998

(72)Inventor : HAYASHI KENICHIRO  
KIMURA TOMOHIRO  
KAGEYAMA TEIJI  
HARADA YASUO  
KISODA AKIRA  
SOGA SHIGERU  
SAKASHITA SEIJI

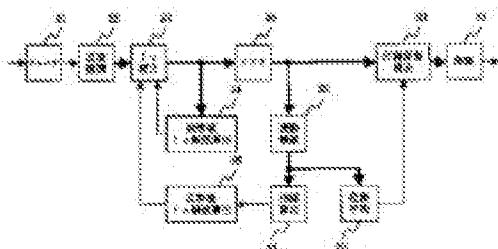
(30)Priority

Priority number : 09 19410	Priority date : 31.01.1997	Priority country : JP
09206639	31.07.1997	JP
09213449	07.08.1997	JP

## (54) ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SIGNAL DEMODULATOR

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To allow the orthogonal frequency division multiplex signal demodulator to realize carrier frequency synchronization in a short locking time and to eliminate the effect of phase fluctuation in common to all subcarriers due to phase noise or the like of a tuner.  
**SOLUTION:** A differential detection circuit 26 applies inter-symbol differential detection to an output of an FFT circuit 25, a correlation calculation circuit 27 calculates a correlation between a differential detection output and arrangement information of a pilot transmission subcarrier, a broad band carrier frequency error calculation circuit 28 calculates a frequency error in the unit of subcarrier interval from a peak position of a correlation value and a carrier frequency correction circuit 23 corrects a carrier frequency by using it. Furthermore, a phase averaging circuit 29 averages phases of differential detection outputs corresponding to the pilot transmission subcarrier and



phase fluctuation correction circuit 30 corrects phase fluctuation in common to all subcarriers by using it.

\* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1]a \*\* symbol characterized by comprising the following -- a device which restores to an orthogonal frequency division multiplex signal including the 1st pilot signal arranged at the same frequency.

The Fourier conversion method changed into a frequency axis signal by carrying out the Fourier transform of said orthogonal frequency division multiplex signal.

A differential detection means to compute change between symbols by carrying out differential detection between symbols of the output of said Fourier conversion method.

Arrangement information of said 1st pilot signal.

By detecting a peak position of an output of a correlation calculating means which computes correlation with an output of said differential detection means, and said correlation calculating means, A broadband carrier frequency error calculating means which presumes a carrier frequency error of a subcarrier interval unit, and a broadband carrier frequency compensation means which amends a carrier frequency based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means.

[Claim 2]a \*\* symbol characterized by comprising the following -- a device which restores to an orthogonal frequency division multiplex signal including the 1st pilot signal arranged at the same frequency.

The Fourier conversion method changed into a frequency axis signal by carrying out the Fourier transform of said orthogonal frequency division multiplex signal.

A differential detection means to compute change between symbols by carrying out differential detection between symbols of the output of said Fourier conversion method.

A phase average means to presume a phase change common to all the subcarriers by equalizing a phase of an output of said differential detection means corresponding to said 1st pilot signal within a symbol.

A phase change correction means to compute a correction vector for every symbol from an output of said phase average means, and to amend a phase change common to all the subcarriers based on said correction vector.

[Claim 3]a \*\* symbol characterized by comprising the following -- a device which restores to an orthogonal frequency division multiplex signal including the 1st pilot signal arranged at the same frequency.

The Fourier conversion method changed into a frequency axis signal by carrying out the Fourier

transform of said orthogonal frequency division multiplex signal.

A differential detection means to compute change between symbols by carrying out differential detection between symbols of the output of said Fourier conversion method.

Arrangement information of said 1st pilot signal.

By detecting a peak position of an output of a correlation calculating means which computes correlation with an output of said differential detection means, and said correlation calculating means, A broadband carrier frequency error calculating means which presumes a carrier frequency error of a subcarrier interval unit, A broadband carrier frequency compensation means which amends a carrier frequency based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means, A phase of an output of said differential detection means corresponding to said 1st pilot signal by equalizing within a symbol, A phase average means to presume a phase change common to all the subcarriers, and a phase change correction means to compute a correction vector for every symbol from an output of said phase average means, and to amend a phase change common to all the subcarriers based on said correction vector.

[Claim 4] Claim 1, wherein said correlation calculating means computes a size of correlation with arrangement information by said binary signal of the 1st pilot signal, and a complex vector signal outputted from said differential detection means, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 5] Claim 1, wherein said correlation calculating means computes a size of correlation with arrangement information by a binary signal of said 1st pilot signal, and a complex number signal which equalized an output of said differential detection means in the direction of a symbol, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 6] Claim 1, wherein said correlation calculating means computes correlation with arrangement information by a binary signal of said 1st pilot signal, and a size of a real number signal which equalized an output of said differential detection means in the direction of a symbol, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 7] Arrangement information according [ said correlation calculating means ] to a binary signal of said 1st pilot signal, Claim 1 computing correlation with a signal which carried out size comparison with a predetermined threshold, and binary-sized a size of a signal which equalized an output of said differential detection means in the direction of a symbol, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 8] The orthogonal frequency division multiplex signal demodulator according to claim 7, wherein said correlation calculating means controls said threshold by a size of an input signal.

[Claim 9] Based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means, said broadband carrier frequency compensation means, Claim 1 controlling local oscillation frequency of a tuner which performs zone conversion of an orthogonal frequency division multiplex signal inputted from a transmission line, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 10] Based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means, said broadband carrier frequency compensation means, Claim 1 controlling local oscillation frequency of an orthogonal demodulation means which carries out orthogonal demodulation of the baseband orthogonal frequency division multiplex, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 11] Claim 1, wherein said broadband carrier frequency compensation means generates an amendment career based on an output of said broadband carrier frequency error calculating

means and multiplies an input signal of said Fourier conversion method by this amendment career, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 12]Said broadband carrier frequency compensation means shifts an output signal of said Fourier conversion method to a frequency direction based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means, and. The orthogonal frequency division multiplex signal demodulator according to claim 1 amending phase rotation between symbols generated depending on guard period length.

[Claim 13]The orthogonal frequency division multiplex signal demodulator according to claim 3, wherein said broadband carrier frequency compensation means shifts an output signal of said Fourier conversion method to a frequency direction based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means.

[Claim 14]Said phase change correction means is built into a detection means which detects an output of said Fourier conversion method according to a modulation method of each subcarrier, Claim 2 amending a phase change common to all the subcarriers based on an output of said correction vector calculating means simultaneously with the detection, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 15]It is a device which restores to an orthogonal frequency division multiplex signal which transmits the 2nd pilot signal arranged dispersively and periodically in a subcarrier symbol area in addition to said 1st pilot signal, The orthogonal frequency division multiplex signal demodulator according to claim 14, wherein said detection means carries out synchronous detection of each subcarrier using said 2nd pilot signal at the same time it amends a phase change common to all the subcarriers based on an output of said correction vector calculating means.

[Claim 16]Are an orthogonal frequency division multiplex signal which differential modulation of the data signal is carried out between symbols, and transmits it a device to which it restores, and said detection means, The orthogonal frequency division multiplex signal demodulator according to claim 14 characterized by carrying out differential detection of each subcarrier between symbols at the same time it amends a phase change common to all the subcarriers based on an output of said correction vector calculating means.

[Claim 17]By said phase average means' equalizing an output complex vector of said differential detection means corresponding to said 1st pilot signal within a symbol, and computing the phase, Claim 2 presuming a phase change common to all the subcarriers, an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 3.

[Claim 18]Said correlation calculating means includes said phase average means, compute correlation with arrangement information by said binary signal of the 1st pilot signal, and a complex vector signal outputted from said differential detection means, and supply said broadband carrier frequency error calculating means, and. The orthogonal frequency division multiplex signal demodulator according to claim 3 presuming a phase change common to all the subcarriers from a phase angle of a vector acquired by said correlation operation, and supplying said phase change correction means.

[Claim 19]said 1st pilot signal -- a \*\* symbol -- a set of a subcarrier arranged at the same frequency -- a \*\* symbol -- the about the same -- the orthogonal frequency division multiplex signal demodulator according to any one of claims 1 to 18 including a signal modulated with a phase.

[Claim 20]said 1st pilot signal -- a \*\* symbol, when a signal which carried out m phase PSK modulation (m is a natural number) of the set of a subcarrier arranged at the same frequency is

included, An orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either Claim 1 provided with a exponentiation means to m Square an output of said differential detection means, and to supply said correlation calculating means, 3 to 13 and 18.

[Claim 21]An orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in Claims 2, 3 and 14 thru/or either of 18 characterized by comprising the following.

said 1st pilot signal -- a \*\* symbol -- a exponentiation means to m square an output of said differential detection means, and to supply said phase average means further when a signal which carried out m phase PSK modulation (m is a natural number) of the set of a subcarrier arranged at the same frequency is included.

A coefficient means which increases an output of said phase average means 1/m times.

[Claim 22]said 1st pilot signal -- a \*\* symbol, when a signal which carried out m phase PSK modulation (m is a natural number) of the set of a subcarrier arranged at the same frequency is included, When it judges whether an output of said differential detection means is included to which field of a complex plane field divided into m pieces with a phase and only an integral multiple of  $\pi/m$  rotates an output complex vector of said differential detection means according to this decision result, Claims 2, 3 and 14 having a vector pivot means supplied to said phase average means after a phase after rotation is made to be contained to the always same field thru/or an orthogonal frequency division multiplex signal demodulator given in either of 18.

\* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

### [Detailed Description of the Invention]

#### [0001]

[Field of the Invention]This invention about the orthogonal frequency division multiplex signal demodulator used for the digital broadcasting and Digital Communications Division by an orthogonal frequency division multiplex transmission system, It is related with the art of removing the influence of a phase change common to all the subcarriers by the frequency synchronization art of the reproduced carrier used for a recovery especially in a receiver, the phase noise of a tuner, etc.

#### [0002]

[Description of the Prior Art]In recent years, if it is in mobile-oriented digital sound broadcast and the digital television broadcasting of a ground system, the orthogonal frequency division multiplex (following, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex)) transmission system attracts attention.

[0003]This OFDM transmission system is a method which modulates the subcarrier of a large

number which intersect perpendicularly mutually, carries out multiplex [ of those modulated waves ], and transmits them with the digital data to transmit. Since the symbol period of each modulated wave will become very long if the number of the subcarriers to be used increases with hundreds to thousands, this method has the feature of being hard to be influenced by multipath interference.

[0004]Hereafter, the principle of an OFDM transmission system is explained using drawing 20.

[0005]Drawing 20 is a block diagram showing the theoretic composition of an OFDM transmission system. In drawing 20, the arrow of a thick line expresses a complex number signal, and the arrow of a small-gage wire expresses a real number signal.

[0006]First, the data signal with which the transmission signal was inputted into the OFDM signal modulator 11 in the transmitting side, After being mapped by the mapping circuit 111 at the signal point on the complex plane according to the modulation method of each subcarrier, the Fourier inverse transform (following, IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)) circuit 112 is supplied. Although this IFFT circuit 112 carries out IFFT processing of the transmission signal for one symbol and an effective symbol period signal is generated by changing into a segment of time, It has a function which generates the OFDM signal of baseband by adding before an effective symbol period signal for every symbol by making the rear of an effective symbol period signal into a guard period signal. The baseband OFDM signal generated here is supplied to the quadrature modulation circuit 113. This quadrature modulation circuit 113 by carrying out quadrature modulation of the career with a baseband OFDM signal, It is what carries out frequency conversion of the baseband OFDM signal concerned to the signal of an intermediate frequency (following, IF (Intermediate Frequency)) zone, Frequency conversion of the OFDM signal of the IF band region is carried out to the signal of a radio frequency (following, RF (Radio Frequency)) zone by the up converter 114, and it is outputted to the transmission line 12.

[0007]On the other hand, after frequency conversion of the OFDM signal inputted into the OFDM demodulator 13 from the transmission line 12 in the receiver is carried out to an IF band region from an RF band by the tuner 131, it is supplied to the orthogonal demodulation circuit 132. It restores to this orthogonal demodulation circuit 132 to a baseband OFDM signal by carrying out orthogonal demodulation of the inputted IF band region signal, and that demodulation output is supplied to the Fourier transform (following, FFT (Fast Fourier Transform)) circuit 133. This FFT circuit 133 takes out an effective symbol period signal out of a baseband OFDM signal, and carries out FFT processing, it changes into a frequency domain, and that output is supplied to the detector circuit 134. This detector circuit 134 restores a data signal by demapping, after detecting each subcarrier according to a modulation method.

[0008]When an error is between the frequency of the career used by transmission and reception, it becomes impossible however, to restore to data correctly in the above theoretic composition. Then, less than [ from the former ] a subcarrier interval and two automatic frequency control of a subcarrier interval unit. (The following, AFC (Auto Frequency Control)) A circuit is combined and the technique of obtaining wide range frequency synchronization is indicated (for example, the 1996 Institute of Electronics, Information and Communication Engineers communication society convention proceedings, B-512, the 512nd page).

[0009]In the AFC system currently indicated by above-mentioned document, since the guard period signal in an OFDM signal is a copy of the rear of an effective symbol period signal, the frequency error within a subcarrier interval is computed using correlation between them. The frequency error of a subcarrier interval unit is computed using the standard symbol for frequency synchronization inserted with the predetermined cycle in the transmitting side.

[0010]Hereafter, the conventional composition and operation of an OFDM signal demodulator using the AFC system currently indicated by above-mentioned document are explained using drawing 22 from drawing 21.

[0011]Drawing 22 is a mimetic diagram showing an example of the composition of the standard symbol for frequency synchronization. In drawing 22, a horizontal axis expresses frequency, a vertical axis expresses amplitude, the solid line in a figure shows that a subcarrier exists in the frequency, and a dashed line shows that a subcarrier does not exist in the frequency. The existence of the subcarrier is made to correspond to a predetermined pseudo-random (following, PN (Pseudo Noise)) series in this example.

[0012]Drawing 21 is a block diagram showing the composition of the conventional OFDM signal demodulator. In drawing 21, the arrow of a thick line expresses a complex number signal, and the arrow of a small-gage wire expresses a real number signal. General control signals, such as a clock required for operation of each component, are abbreviating to explanation not becoming complicated.

[0013]In drawing 21, the tuner 21 carries out frequency conversion of the OFDM signal inputted from the transmission line to an IF band region from an RF band, and the output is supplied to the orthogonal demodulation circuit 22. This orthogonal demodulation circuit 22 restores to the OFDM signal of an IF band region to the OFDM signal of baseband using the fixed career by which it is generated in that inside, and that demodulation output is supplied to the 1st input edge of the carrier frequency (fc) correction circuit 23. This carrier frequency correction circuit 23 the amendment career by which it is generated based on the broadband carrier frequency error signal of the subcarrier interval unit supplied to the 2nd input edge, and the narrow-band carrier frequency error signal within the subcarrier interval supplied to the 3rd input edge, By taking advantaging of the baseband OFDM signal supplied to the 1st input edge, a carrier frequency error is amended and the output is supplied to the narrow-band carrier frequency error calculation circuit 24 and FFT circuit 25.

[0014]The narrow-band carrier frequency error calculation circuit 24 computes the frequency error within a subcarrier interval using correlation with the rear of the guard period signal in a baseband OFDM signal, and an effective symbol period signal, and the output is supplied to the 3rd input edge of the carrier frequency correction circuit 23. FFT circuit 25 carries out FFT processing of the effective symbol period signal in a baseband OFDM signal, and changes it into a frequency domain, and the output is supplied to the electric power calculation circuit 41 and the detector circuit 31.

[0015]This electric power calculation circuit 41 computes the electric power of the signal corresponding to each subcarrier outputted from FFT circuit 25, and that computed result is supplied to the correlation calculation circuit 42. This correlation calculation circuit 42 computes the correlation value of the output of the electric power calculation circuit 41, and the PN series corresponding to the existence of the subcarrier of the frequency synchronization standard symbol shown in drawing 22, and that correlation value is supplied to the broadband carrier frequency error calculation circuit 28. This broadband carrier frequency error calculation circuit 28 computes the frequency error of a subcarrier interval unit from the peak position of a correlation value, and that output is supplied to the 2nd input edge of the carrier frequency correction circuit 23. The detector circuit 31 restores a data signal by demapping, after detecting each subcarrier according to a modulation method.

[0016]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]However, in the above conventional techniques, since

the frequency error of a subcarrier interval unit is computed using the standard symbol for frequency synchronization inserted with the predetermined cycle (for example, frame) in the transmitting side, the drawing-in time of frequency synchronization will become comparatively long.

[0017]In the conventional technique, in order to make small the error of the carrier frequency in a stationary state, it is necessary to set the damping time constant of the loop filter provided, for example in the inside of the narrow-band carrier frequency error calculation circuit 24 of drawing 21 as about hundreds of symbol periods. Therefore, quick change of the phase noise of a tuner, etc. cannot be followed (a quick change of the phase noise of a tuner, etc. cannot be followed not only in this example but in a general AFC circuit). That remains frequency error. For this reason, the interference between subcarriers (following, ICI (Inter Carrier Interference)), And a phase change (following, CPE (Common Phase Error)) common to all the subcarriers is caused, and it becomes a factor of error rate degradation.

[0018]Then, an object of this invention is to provide the OFDM signal demodulator from which solves the above-mentioned problem, and the drawing-in time of frequency synchronization is shortened more, and the influence of CPE by the phase noise of a tuner, etc. can be removed.

[0019]

[Means for Solving the Problem]In order to solve above-mentioned SUBJECT, an OFDM signal demodulator concerning this invention is constituted as follows.

[0020](-- every 1) -- a symbol -- by being a device which restores to an orthogonal frequency division multiplex signal including the 1st pilot signal arranged at the same frequency, and carrying out the Fourier transform of said orthogonal frequency division multiplex signal, By carrying out differential detection between symbols of the output of the Fourier conversion method changed into a frequency axis signal, and said Fourier conversion method, By detecting a peak position of an output of a correlation calculating means which computes correlation with a differential detection means to compute change between symbols, arrangement information of said 1st pilot signal, and an output of said differential detection means, and said correlation calculating means, A broadband carrier frequency error calculating means which presumes a carrier frequency error of a subcarrier interval unit, and a broadband carrier frequency compensation means which amends a carrier frequency based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means are provided, and it is constituted.

[0021](-- every 2) -- a symbol -- by being a device which restores to an orthogonal frequency division multiplex signal including the 1st pilot signal arranged at the same frequency, and carrying out the Fourier transform of said orthogonal frequency division multiplex signal, By carrying out differential detection between symbols of the output of the Fourier conversion method changed into a frequency axis signal, and said Fourier conversion method, A phase of an output of a differential detection means to compute change between symbols, and said differential detection means corresponding to said 1st pilot signal, by equalizing within a symbol, By computing a correction vector for every symbol from an output of a phase average means to presume a phase change common to all the subcarriers, and said phase average means, a phase change correction means to amend a phase change common to all the subcarriers based on said correction vector is provided, and it is constituted.

[0022](-- every 3) -- a symbol -- by being a device which restores to an orthogonal frequency division multiplex signal including the 1st pilot signal arranged at the same frequency, and carrying out the Fourier transform of said orthogonal frequency division multiplex signal, By carrying out differential detection between symbols of the output of the Fourier conversion

method changed into a frequency axis signal, and said Fourier conversion method, By detecting a peak position of an output of a correlation calculating means which computes correlation with a differential detection means to compute change between symbols, arrangement information of said 1st pilot signal, and an output of said differential detection means, and said correlation calculating means, A broadband carrier frequency error calculating means which presumes a carrier frequency error of a subcarrier interval unit, A broadband carrier frequency compensation means which amends a carrier frequency based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means, A phase of an output of said differential detection means corresponding to said 1st pilot signal by equalizing within a symbol, By computing a correction vector for every symbol from an output of a phase average means to presume a phase change common to all the subcarriers, and said phase average means, a phase change correction means to amend a phase change common to all the subcarriers based on said correction vector is provided, and it is constituted.

[0023]If it is in composition of (4), (1), and (3), said correlation calculating means is considered as composition which computes a size of correlation with arrangement information (binary signal) of said 1st pilot signal, and an output (complex vector signal) of said differential detection means.

[0024]If it is in composition of (5), (1), and (3), said correlation calculating means is considered as composition which computes a size of correlation with arrangement information (binary signal) of said 1st pilot signal, and a signal (complex number signal) which equalized an output of said differential detection means in the direction of a symbol.

[0025]If it is in composition of (6), (1), and (3), said correlation calculating means is considered as composition which computes correlation with arrangement information (binary signal) of said 1st pilot signal, and a size (real number signal) of a signal which equalized an output of said differential detection means in the direction of a symbol.

[0026]If it is in composition of (7), (1), and (3), said correlation calculating means, It has composition which computes correlation with arrangement information (binary signal) of said 1st pilot signal, and a signal (binary signal) which carried out size comparison with a predetermined threshold, and binary-ized a size of a signal which equalized an output of said differential detection means in the direction of a symbol.

[0027]If it is in composition of (8) and (7), said correlation calculating means is considered as composition which controls said threshold by a size of an input signal.

[0028]If it is in composition of (9), (1), and (3), said broadband carrier frequency compensation means is considered as composition which controls local oscillation frequency of a tuner based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means.

[0029]If it is in composition of (10), (1), and (3), said broadband carrier frequency compensation means is considered as composition which controls local oscillation frequency of an orthogonal demodulation means based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means.

[0030]If it is in composition of (11), (1), and (3), said broadband carrier frequency compensation means generates an amendment career based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means, and considers it as composition which multiplies an input signal of said Fourier conversion method by this amendment career.

[0031]If it is in composition of (12) and (1), said broadband carrier frequency compensation means, Based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means, an output signal of said Fourier conversion method is shifted to a frequency direction, and it has

composition which amends phase rotation between symbols generated depending on guard period length.

[0032]If it is in composition of (13) and (3), said broadband carrier frequency compensation means is considered as composition which shifts an output signal of said Fourier conversion method to a frequency direction based on an output of said broadband carrier frequency error calculating means.

[0033]If it is in composition of (14), (2), and (3), Said phase change correction means is built into a detection means, and the detection means is considered as composition detected according to a primary modulation method of each subcarrier at the same time it amends a phase change common to all the subcarriers based on an output of said correction vector calculating means.

[0034]If it is in composition of (15) and (14), it adds to said 1st pilot signal, Are an orthogonal frequency division multiplex signal which transmits the 2nd pilot signal arranged dispersively and periodically in a subcarrier symbol area a device to which it restores, and said detection means, It has composition which carries out synchronous detection of each subcarrier using said 2nd pilot signal at the same time it amends a phase change common to all the subcarriers based on an output of said correction vector calculating means.

[0035]If it is in composition of (16) and (14), are an orthogonal frequency division multiplex signal which differential modulation of the data signal is carried out between symbols, and transmits it a device to which it restores, and said detection means, Each subcarrier is considered as composition between symbols which carries out differential detection at the same time it amends a phase change common to all the subcarriers based on an output of said correction vector calculating means.

[0036]If it is in composition of (17), (2), and (3), said phase average means is considered as composition which presumes a phase change common to all the subcarriers by equalizing an output complex vector of said differential detection means corresponding to said 1st pilot signal within a symbol, and computing the phase.

[0037]If it is in composition of (18) and (3), said correlation calculating means, Include said phase average means, compute correlation with arrangement information by said binary signal of the 1st pilot signal, and a complex vector signal outputted from said differential detection means, and supply said broadband carrier frequency error calculating means, and. It has composition which presumes a phase change common to all the subcarriers from a phase angle of a vector acquired by said correlation operation, and is supplied to said phase change correction means.

[0038]if it is in composition of (19) and (1) to (18) -- said 1st pilot signal -- a \*\* symbol -- a set of a subcarrier arranged at the same frequency -- a \*\* symbol -- the about the same -- it has composition including a signal modulated with a phase.

[0039]If it is in composition of (20), (1), and (3) to (13), and (18), said 1st pilot signal -- a \*\* symbol -- when a signal which carried out m phase PSK modulation (m is a natural number) of the set of a subcarrier arranged at the same frequency is included, further, an output of said differential detection means is m squared, and it has composition provided with a exponentiation means to supply said correlation calculating means.

[0040]If it is in composition of (21), (2), (3), and (14) to (18), said 1st pilot signal -- a \*\* symbol, when a signal which carried out m phase PSK modulation (m is a natural number) of the set of a subcarrier arranged at the same frequency is included, An output of said differential detection means is m Squared, and it has composition provided with a exponentiation means to supply said phase average means, and a coefficient means which increases an output of said phase average means 1/m times.

[0041] If it is in composition of (22), (2), (3), and (14) to (18), said 1st pilot signal -- a \*\* symbol, when a signal which carried out m phase PSK modulation (m is a natural number) of the set of a subcarrier arranged at the same frequency is included, When it judges whether an output of said differential detection means is included to which field of a complex plane field divided into m pieces with a phase and only an integral multiple of  $\pi/m$  rotates an output complex vector of said differential detection means according to this decision result, After a phase after rotation is made to be contained to the always same field, it has composition provided with a vector pivot means supplied to said phase average means.

[0042]

[Embodiment of the Invention] As an OFDM transmission system concerning this invention hereafter, Take for an example 2k mode (the number of subcarriers used for transmission is 1705) of the DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) standard which is a European digital terrestrial television broadcasting format, and about an embodiment of the invention. It explains using drawing 19 from drawing 1.

[0043] In the above-mentioned standard, using a predetermined subcarrier, a SUKYATTADO (distribution) pilot. Two kinds of pilot signals called (the following and SP (Scattered Pilots)) and a continual (continuation) pilot (the following, CP (Continual Pilots)) are transmitted.

[0044] Drawing 19 is a mimetic diagram showing pilot signal arrangement of the above-mentioned DVB-T standard. In drawing 19, k of a horizontal axis expresses the index of a subcarrier and n of a vertical axis expresses the index of a symbol. A black dot expresses the subcarrier which transmits a pilot signal, and a white round head expresses the subcarrier which transmits other data.

[0045] A SUKYATTADO pilot is transmitted using the subcarrier of index  $k=k_p$  which fills the following (1) types. (1) In a formula, mod expresses remainder arithmetic and p is arbitrary nonnegative integers.

[0046]

[Equation 1]

$$k_p = 3(n \bmod 4) + 12p \quad \dots (1)$$

A continual pilot,  $k=\{0, 48, 54, 87, 141, 156, 192, 201, 255, 279, 282, 333, 432, 450, 483, 525, 531, 618, 636, 714, 759, 765, 780, 804, 873, 888, 918, 939, 942, 969\}$ , It transmits using 45 subcarriers which fill 984-1050, 1101, 1107, 1110, 1137, 1140, 1146, 1206, 1269, 1323, 1377, 1491, 1683, and 1704}.

[0047] based on PN series  $w_k$  corresponding to the subcarrier index k arranged, respectively, it becomes irregular, and these pilot signals are shown in (2) types -- as -- a \*\* symbol -- the same amplitude -- and the about the same -- multiplex is carried out with a phase. (2) In a formula,  $\text{Re}\{c_{k,n}\}$  expresses the real part of complex vector  $c_k$  corresponding to the subcarrier of the subcarrier index k and the symbol index n, and  $\text{Im}\{c_{k,n}\}$  expresses imaginary part.

[0048]

[Equation 2]

$$\begin{cases} \text{Re}\{c_{k,n}\} = \frac{4}{3} \times 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \text{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \quad \dots (2)$$

Furthermore in the above-mentioned standard, a transmission parameter signal (following, TPS (Transmission Parameter Signaling)) is transmitted using a predetermined subcarrier.

[0049]TPS is transmitted using 17 subcarriers which fill  $k = \{34, 50, 209, 346, 413, 569, 595, 688, 790, 901, 1073, 1219, 1262, 1286, 1469, 1594, 1687\}$ , The same information bit is transmitted in the subcarrier in the same symbol.

[0050]If the information bit transmitted as the symbol of the index  $n$  is made into  $S_n$  at this time, as TPS is shown in (3) types, the differential 2 phase PSK (Phase Shift Keying) abnormal conditions of [ between symbols ] will be carried out.

[0051]

[Equation 3]

$$\begin{cases} S_n = 0 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = \operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \\ S_n = 1 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = -\operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \end{cases} \dots (3)$$

However, as the head symbol (symbol index  $n=0$ ) of a frame is shown in (4) types, based on above PN series  $w_k$ , a phase modulation is carried out absolutely.

[0052]

[Equation 4]

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,0}\} = 2\left(\frac{1}{2} - w_k\right) \\ \operatorname{Im}\{c_{k,0}\} = 0 \end{cases} \dots (4)$$

(A 1st embodiment) Drawing 1 is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in a 1st embodiment of this invention. In drawing 1, identical codes are attached and shown in drawing 21 and identical parts. Also in the figure, the arrow of a thick line expresses a complex number signal, and the arrow of a small-gage wire expresses a real number signal. General control signals, such as a clock required for operation of each component, abbreviate to explanation not becoming complicated.

[0053]In drawing 1, the tuner 21 carries out frequency conversion of the OFDM signal inputted from a transmission line to an IF band region from an RF band, and the output is supplied to the orthogonal demodulation circuit 22. This orthogonal demodulation circuit 22 restores to an OFDM signal of an IF band region to an OFDM signal of baseband using a fixed career by which it is generated in that inside, and that demodulation output is supplied to the 1st input edge of the carrier frequency (fc) correction circuit 23.

[0054]This carrier frequency correction circuit 23 generates an amendment career based on a broadband carrier frequency error signal of a subcarrier interval unit supplied to the 2nd input edge, and a narrow-band carrier frequency error signal within a subcarrier interval supplied to the 3rd input edge, By multiplying a baseband OFDM signal supplied by the 1st input edge by this amendment career, a carrier frequency error is amended and that output is supplied to the narrow-band carrier frequency error calculation circuit 24 and FFT circuit 25.

[0055]The narrow-band carrier frequency error calculation circuit 24 computes a frequency error within a subcarrier interval using correlation with the rear of a guard period signal in a baseband OFDM signal, and an effective symbol period signal, and the output is supplied to the 3rd input edge of the carrier frequency correction circuit 23. FFT circuit 25 carries out FFT processing of the effective symbol period signal in a baseband OFDM signal, and changes it into a frequency domain, and the output is supplied to the 1st input edge of the differential detection circuit 26

and the phase change correction circuit 30.

[0056]The differential detection circuit 26 computes phase change between symbols by carrying out differential detection between symbols of the signal corresponding to each subcarrier outputted from FFT circuit 25, and the computed result is supplied to the correlation calculation circuit 27 and the phase averaging circuit 29. A correlation value with arrangement information of a subcarrier which the differential detection circuit 26 outputs the correlation calculation circuit 27, and transmits CP is computed, and the correlation value is supplied to the broadband carrier frequency error calculation circuit 28. This broadband carrier frequency error calculation circuit 28 computes a frequency error of a subcarrier interval unit from a peak position of a correlation value, and that output is supplied to the 2nd input edge of the carrier frequency correction circuit 23.

[0057]When the phase averaging circuit 29 equalizes a phase of an output of the differential detection circuit 26 corresponding to CP within a symbol, CPE is presumed and the output is supplied to the 2nd input edge of the phase change correction circuit 30. When this phase change correction circuit 30 multiplies an output of FFT circuit 25 supplied by the 1st input edge by a correction vector generated based on an output of the phase averaging circuit 29 supplied to the 2nd input edge, CPE is amended and that output is supplied to the detector circuit 31. The detector circuit 31 restores a data signal by demapping, after detecting each subcarrier according to a modulation method.

[0058]The differential detection circuit 26 is specifically constituted, as shown in drawing 2, and an output of FFT circuit 25 is supplied to 1 symbol-period delay circuit 261 and the complex multiplier 263. One symbol period of 1 symbol-period delay circuits 261 are delayed in an output of FFT circuit 25, and the delay output is supplied to the conjugate circuit 262. It carries out and that computed result is supplied [ which computes a complex conjugate by this conjugate circuit 262 reversing numerals of imaginary part of an output of 1 symbol-period delay circuit 261 ] to the complex multiplier 263. This complex multiplier 263 multiplies an output of FFT circuit 25 by an output of the conjugate circuit 262, and that result of an operation is supplied to the correlation calculation circuit 27 and the phase averaging circuit 29 as an output of the differential detection circuit 26.

[0059]Drawing 3 shows the 1st example of composition of the correlation calculation circuit 27 in drawing 1. In this correlation calculation circuit 27, a differential detection output from the differential detection circuit 26 is supplied to the shift register 2701. This shift register 2701 is provided with two or more tap outputs corresponding to arrangement of a subcarrier which transmits CP, and those tap outputs are supplied to an input edge of the total circuit 2702. This total circuit 2702 calculates total of a tap output of the shift register 2701, and that result of an operation is supplied to the electric power calculation circuit 2703. This electric power calculation circuit 2703 computes electric power of an output of the total circuit 2702, and that computed result is supplied to the broadband carrier frequency error calculation circuit 28 as an output of the correlation calculation circuit 27.

[0060]When a subcarrier which transmits CP to a total tap output of the shift register 2701 is outputted according to composition shown in drawing 3, an output of the correlation calculation circuit 27 shows a peak value. Therefore, in the broadband carrier frequency error calculation circuit 28, a carrier frequency error of a subcarrier interval unit can be presumed by detecting a peak value of an output of the correlation calculation circuit 27, and asking for a gap from predetermined timing.

[0061]Drawing 4 shows the 2nd example of composition of the correlation calculation circuit 27

in drawing 1. In drawing 4, identical codes are attached and shown in drawing 3 and identical parts, and a portion different here is explained to them.

[0062]In this correlation calculation circuit 27, a differential detection output from the differential detection circuit 26 is supplied to the filter circuit 2704 between symbols. The filter circuit 2704 between this symbol equalizes an output of the differential detection circuit 26 in the direction of a symbol, and that output is supplied to the shift register 2701. Composition and operation after this shift register 2701 are the same as a case of the 1st example of composition shown in drawing 3.

[0063]The filter circuit 2704 between symbols in drawing 4 is specifically constituted, as shown in drawing 5, and an output of the differential detection circuit 26 is supplied to the subtractor 27041. This subtractor 27041 subtracts an output of 1 symbol-period delay circuit 27044 from an output of the differential detection circuit 26, and that output is supplied to the coefficient unit 27042. This coefficient unit 27042 multiplies an output of the subtractor 27041 by the coefficient alpha ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ), and that result of an operation is supplied to the adding machine 27043. This adding machine 27043 applies an output of the coefficient unit 27042, and an output of 1 symbol-period delay circuit 27044, and that result of an operation is supplied to the shift register 2701 as an output of the filter circuit 2704 between symbols. One symbol period of 1 symbol-period delay circuits 27044 are delayed in an output of the adding machine 27043.

[0064]The filter circuit 2704 between symbols constituted like drawing 5. It operates as a low pass filter of an infinite impulse response (following, IIR (Infinite Impulse Response)) mold, and a complex vector corresponding to each subcarrier outputted from the differential detection circuit 26 is equalized in the direction of a symbol. If a signal which carried out differential detection between symbols of the subcarrier which transmits CP in the differential detection circuit 26 disregards a CPE ingredient -- a \*\* symbol -- the same amplitude -- and the about the same -- since it can consider that it is a direct current signal of a phase, the most passes through the filter circuit 2704 between symbols. Since a \*\* symbol, amplitude, and a phase are random signals, a signal which carried out differential detection between symbols of the other subcarriers is prevented by the filter circuit 2704 between symbols. A noise component -- whenever -- a symbol -- since it is a random signal, it is prevented by the filter circuit 2704 between symbols.

[0065]Therefore, by adding the filter circuit 2704 between symbols to the correlation calculation circuit 27 shown in drawing 3, a floor of an output of the correlation calculation circuit 27 is controlled, and a presumed error of an error in the broadband carrier frequency error calculation circuit 28 can be reduced.

[0066]Drawing 6 is the 3rd example of composition of the correlation calculation circuit 27 in drawing 1. In drawing 6, identical codes are attached and shown in drawing 3 and drawing 4, and identical parts, and a portion different here is explained to them.

[0067]In this correlation calculation circuit 27, after an output of the differential detection circuit 26 is equalized in the direction of a symbol in the filter circuit 2704 between symbols, direct supply is carried out to the electric power calculation circuit 2703. That is, the electric power calculation circuit 2703 in this case computes electric power of an output of the filter circuit 2704 between symbols. The computed result is supplied to the shift register 2705. This shift register 2705 is provided with two or more tap outputs corresponding to arrangement of a subcarrier which transmits CP, and those tap outputs are supplied to an input edge of the total circuit 2706. This total circuit 2706 calculates total of a tap output of the shift register 2705, and that result of an operation is supplied to the broadband carrier frequency error calculation circuit 28 as an output of the correlation calculation circuit 27.

[0068]In drawing 6, since the shift register 2705 holds a real number signal and the total circuit 2706 also calculates total of a real number signal, as compared with the shift register 2701 and the total circuit 2702 in drawing 3 and drawing 4, the scale is reducible.

[0069]Drawing 7 shows the 4th example of composition of the correlation calculation circuit 27 in drawing 1. In drawing 7, identical codes are given to drawing 6 and identical parts, and the explanation is omitted.

[0070]The comparison circuit 2707 in drawing 7 is what extracts a subcarrier which transmits CP by comparing a threshold set to an output of the electric power calculation circuit 2703 in the threshold setting circuit 2708. When the output of the electric power calculation circuit 2703 is larger, "1" is outputted, and "0" is outputted when the output of the threshold setting circuit 2708 is larger. An output of this comparison circuit 2707 is supplied to the shift register 2709. This shift register 2709 is provided with two or more tap outputs corresponding to arrangement of a subcarrier which transmits CP, and those tap outputs are supplied to an input edge of the total circuit 2710. This total circuit 2710 calculates total of a tap output of the shift register 2709, and that result of an operation is supplied to the broadband carrier frequency error calculation circuit 28 as an output of the correlation calculation circuit 27.

[0071]In drawing 7, since the shift register 2709 holds a binary signal and the total circuit 2710 also calculates total of a binary signal, as compared with the shift register 2701 and the total circuit 2702 in drawing 3 and drawing 4, the scale is substantially reducible. If a threshold outputted from the threshold setting circuit 2708 is controlled by a size of an input signal, an erroneous decision resulting from change of an output level of the electric power calculation circuit 2703 can be prevented.

[0072]Drawing 8 shows an example of composition of the phase change correction circuit 30 in drawing 1. In this phase change correction circuit 30, an output of the phase averaging circuit 29 is supplied to the adding machine 301. It is what computes accumulation of phase change between symbols from an operation start by this adding machine's 301 constituting an accumulation machine with the register 302 holding one symbol period of signals, and carrying out \*\* symbol accumulation of the output of the phase averaging circuit 29. The computed result (output of the adding machine 301) is supplied to the correction vector calculation circuit ( $e^{j\phi_i}$ ) 303. This correction vector calculation circuit 303 uses -1 time of an output of the adding machine 301 as a phase angle, amplitude computes a complex vector which is 1, and that computed result is supplied to the multiplier 304. This multiplier 304 multiplies by output of the correction vector calculation circuit 303, and an output of FFT circuit 25. This operation can amend CPE.

[0073]By the above composition, since he is trying to compute a carrier frequency error of a subcarrier interval unit from arrangement information of a subcarrier which transmits CP contained in a \*\* symbol according to composition of this embodiment, drawing-in time of frequency synchronization can be shortened compared with a conventional example.

[0074]Since phase change between symbols is computed and amended using a \*\* symbol and CP, influence of CPE by phase noise of the tuner 21, etc. is removable.

[0075](A 2nd embodiment) Drawing 9 is a block diagram showing composition of an OFDM signal demodulator in a 2nd embodiment of this invention. In drawing 9, identical codes are attached and shown in drawing 1 and identical parts. Also in the figure, an arrow of a thick line expresses a complex number signal, an arrow of a small-gage wire expresses a real number signal, and general control signals, such as a clock required for operation of each component, abbreviate to explanation not becoming complicated.

[0076]An OFDM signal demodulator shown in drawing 9 amends a carrier frequency error in the tuner 32 instead of the carrier frequency correction circuit 23 in drawing 1. This tuner 32 controls local oscillation frequency based on a broadband carrier frequency error signal of a subcarrier interval unit supplied to the 2nd input edge, and a narrow-band carrier frequency error signal within a subcarrier interval supplied to the 3rd input edge, Frequency conversion of the OFDM signal supplied to the 1st input edge is carried out to an IF band region from an RF band, and the output is supplied to the orthogonal demodulation circuit 22. Since it is the same as that of drawing 1, other composition and operations are omitted.

[0077](A 3rd embodiment) Drawing 10 is a block diagram showing composition of an OFDM signal demodulator in a 3rd embodiment of this invention. In drawing 10, identical codes are attached and shown in drawing 1 and identical parts. Also in the figure, an arrow of a thick line expresses a complex number signal, an arrow of a small-gage wire expresses a real number signal, and general control signals, such as a clock required for operation of each component, abbreviate to explanation not becoming complicated.

[0078]An OFDM signal demodulator shown in drawing 10 amends a carrier frequency error in the orthogonal demodulation circuit 33 instead of the carrier frequency correction circuit 23 in drawing 1. This orthogonal demodulation circuit 33 controls local oscillation frequency based on a broadband carrier frequency error signal of a subcarrier interval unit supplied to the 2nd input edge, and a narrow-band carrier frequency error signal within a subcarrier interval supplied to the 3rd input edge, It restores to an OFDM signal of an IF band region supplied to the 1st input edge to an OFDM signal of baseband, and the demodulation output is supplied to the narrow-band carrier frequency error calculation circuit 24 and FFT circuit 25. Since it is the same as that of drawing 1, other composition and operations are omitted.

[0079](A 4th embodiment) Drawing 11 is a block diagram showing composition of an OFDM signal demodulator in a 4th embodiment of this invention. In drawing 11, identical codes are attached and shown in drawing 1 and identical parts. Also in the figure, an arrow of a thick line expresses a complex number signal, an arrow of a small-gage wire expresses a real number signal, and general control signals, such as a clock required for operation of each component, abbreviate to explanation not becoming complicated.

[0080]An OFDM signal demodulator shown in drawing 11 amends a narrow-band carrier frequency error within a subcarrier interval in the carrier frequency (fc) correction circuit 34, and amends a broadband carrier frequency error of a subcarrier interval unit in the shift circuit 35. The carrier frequency correction circuit 34 generates an amendment career based on a narrow-band carrier frequency error signal within a subcarrier interval supplied to the 2nd input edge, By multiplying a baseband OFDM signal supplied by the 1st input edge by this amendment career, a carrier frequency error is amended and that output is supplied to the narrow-band carrier frequency error calculation circuit 24 and FFT circuit 25. The shift circuit 35 shifts an output of FFT circuit 25 to a frequency direction based on a broadband carrier frequency error signal of a subcarrier interval unit supplied to the 2nd input edge, and the output is supplied to the 1st input edge of the differential detection circuit 26 and a phase change correction circuit. Since it is the same as that of drawing 1, other composition and operations are omitted.

[0081]Although a carrier frequency error of a subcarrier interval unit is a frequency error which serves as an integer cycle in effective symbol period length, here, Since a guard period exists in an OFDM signal, phase rotation for every symbol depending on guard period length is generated with a gap of a subcarrier unit in a frequency domain. Therefore, like composition of drawing 11, when a shift in a frequency domain amends a broadband carrier frequency error, a means to

amend this phase rotation is needed. However, since this phase rotation is common to all the subcarriers, when it has a circuit for CPE removal like drawing 11, it is automatically amended in the phase change correction circuit 30.

[0082](A 5th embodiment) Drawing 12 is a block diagram showing composition of an OFDM signal demodulator in a 5th embodiment of this invention. In drawing 12, identical codes are attached and shown in drawing 1 and identical parts. Also in the figure, an arrow of a thick line expresses a complex number signal, an arrow of a small-gage wire expresses a real number signal, and general control signals, such as a clock required for operation of each component, abbreviate to explanation not becoming complicated.

[0083]An OFDM signal demodulator shown in drawing 12 amends CPE in the detector circuit 36 instead of the phase change correction circuit 30 in drawing 1. This detector circuit 36 generates a correction vector based on an output of the phase averaging circuit 29 supplied to the 2nd input edge, and multiplies a detection vector according to a modulation method of each subcarrier by this correction vector. And after detecting an output of FFT circuit 25 using the detection vector and amending CPE, a data signal is restored by demapping. Since it is the same as that of drawing 1, other composition and operations are omitted.

[0084]Drawing 13 shows an example of composition corresponding to a modulation method on condition of synchronous detection which uses an SP signal of the detector circuit 36 in drawing 12. In this detector circuit 36, an output of FFT circuit 25 is supplied to the 1st input edge of the complex divider 3604, and the 1st input edge of the complex divider 3608. The pilot generation circuit 3603 generates SP synchronizing with an output of FFT circuit 25, and the output is supplied to the 2nd input edge of the complex divider 3604. This complex divider 3604 computes a line characteristic which acts on SP by doing division by regular SP whom the pilot generation circuit 3603 to which SP contained during an output of FFT circuit 25 supplied to the 1st input edge is supplied by the 2nd input edge outputs. The output is selectively supplied to the 1st input edge of the complex multiplier 3602 with an output of the memory 3606 by the switch (SW) 3605.

[0085]On the other hand, an output of the phase averaging circuit 29 is supplied to the correction vector calculation circuit ( $e^{j\phi_i}$ ) 3601. This correction vector calculation circuit 3601 uses an output of the phase averaging circuit 29 as a phase angle, amplitude computes a complex vector which is 1, and that computed result is supplied to the 2nd input edge of the complex multiplier 3602. The switch 3605 chooses an output of the complex divider 3604, when an output of the complex divider 3604 supports SP (it is 1 in 4 symbols symbol when its attention is paid to one subcarrier), In the case of others (similarly 3 in 4 symbols symbol), an output of the memory 3606 is chosen and outputted.

[0086]An output of the complex divider 3604 or an output of the memory 3606 to which the complex multiplier 3602 is selectively supplied by the switch 3605 from the 1st input edge, The multiplication of the output of the correction vector calculation circuit 3601 supplied to the 2nd input edge is carried out, and the result of an operation is supplied to the filter circuit 3607, and it is supplied also to the memory 3606. This memory 3606 carries out 4 symbol-period (until next SP is transmitted by subcarrier to which its attention was paid) maintenance of the output of the complex multiplier 3602. CPE can be amended to a line characteristic which acts on a subcarrier (1 in 3 subcarriers subcarrier) which transmits SP by these operations.

[0087]The filter circuit 3607 interpolates an output of the complex multiplier 3602 in the frequency (subcarrier) direction, it asks for a line characteristic (what amended CPE) which acts on all the subcarriers, and the output is supplied to the 2nd input edge of the complex divider

3608. This complex divider 3608 carries out synchronous detection of the output of FFT circuit 25 by doing division of the output of FFT circuit 25 supplied to the 1st input edge with an output of the filter circuit 3607 supplied by the 2nd input edge. The output is supplied to the demapping circuit 3609. This demapping circuit 3609 restores a data signal by demapping an output of the complex divider 3608 according to a modulation method.

[0088] Drawing 14 shows an example of composition corresponding to a modulation method on condition of differential detection of the detector circuit 36 in drawing 12. In this detector circuit 36, an output of FFT circuit 25 is supplied to 1 symbol-period delay circuit 3610 and the 1st input edge of the complex divider 3611. In 1 symbol-period delay circuit 3610, only 1 symbol period is delayed in an output of FFT circuit 25, and the output is supplied to the 1st input edge of the complex multiplier 3602. On the other hand, an output of the phase averaging circuit 29 is supplied to the correction vector calculation circuit ( $e^{j\phi_i}$ ) 3601.

[0089] This correction vector calculation circuit 3601 uses an output of the phase averaging circuit 29 as a phase angle, amplitude computes a complex vector which is 1, and that computed result is supplied to the 2nd input edge of the complex multiplier 3602. This complex multiplier 3602 by carrying out the multiplication of an output of 1 symbol-period delay circuit 3610 supplied to the 1st input edge, and the output of the correction vector calculation circuit 3601 supplied to the 2nd input edge, CPE is amended to a signal in front of 1 symbol period, and the result of an operation is supplied to the 2nd input edge of the complex divider 3611.

[0090] When this complex divider 3611 does division of the output of FFT circuit 25 supplied to the 1st input edge with an output of the complex multiplier 3602 supplied by the 2nd input edge, differential detection of the output of FFT circuit 25 is carried out, and that output is supplied to the demapping circuit 3612. This demapping circuit 3612 restores a data signal by demapping an output of the complex divider 3611 according to a modulation method.

[0091] By the above composition, since a part of processing of the phase change correction circuit 30 in a 1st embodiment and the detector circuit 31 can be shared according to this embodiment, circuit structure is reducible.

[0092] (A 6th embodiment) Drawing 15 is a block diagram showing composition of an OFDM signal demodulator in a 6th embodiment of this invention. In drawing 15, identical codes are attached and shown in drawing 1 and identical parts. Also in the figure, an arrow of a thick line expresses a complex number signal, an arrow of a small-gage wire expresses a real number signal, and general control signals, such as a clock required for operation of each component, abbreviate to explanation not becoming complicated.

[0093] An OFDM signal demodulator shown in drawing 15 is made to perform both processings with the correlation calculation circuit 27 and the phase averaging circuit 29 in drawing 1 in the correlation circuit 37.

[0094] Drawing 16 is an example of composition of the correlation circuit 37 in drawing 15, and an output of the differential detection circuit 26 is supplied to the shift register 371. This shift register 371 is provided with two or more tap outputs corresponding to arrangement of a subcarrier which transmits CP, and those tap outputs are supplied to an input edge of the total circuit 372. This total circuit 372 calculates total of a tap output of the shift register 371, and that result of an operation is supplied to the electric power calculation circuit 373 and the phase calculation circuit ( $\tan^{-1}$ ) 374.

[0095] The electric power calculation circuit 373 computes electric power of an output of the total circuit 372, and the computed result is supplied to the broadband carrier frequency error calculation circuit 28 as the 1st output of the correlation calculation circuit 37. On the other hand,

the phase calculation circuit 374 computes a phase of an output of the total circuit 372, and the computed result is supplied to the 2nd input edge of the phase change correction circuit 30 as the 2nd output of the correlation calculation circuit 37.

[0096]Here, since a subcarrier which transmits CP to a tap output of the shift register 371 will be outputted if a carrier frequency synchronizes, an output of the total circuit 372 becomes what equalized within a symbol change between symbols of a subcarrier which transmits CP.

[0097]By the above composition, since a part of processing of the correlation calculation circuit 27 in a 1st embodiment and the phase averaging circuit 29 can be shared according to this embodiment, circuit structure is reducible.

[0098](A 7th embodiment) Drawing 17 is a block diagram showing composition of an OFDM signal demodulator in a 7th embodiment of this invention. In drawing 17, identical codes are attached and shown in drawing 1 and identical parts. Also in the figure, an arrow of a thick line expresses a complex number signal, an arrow of a small-gage wire expresses a real number signal, and general control signals, such as a clock required for operation of each component, abbreviate to explanation not becoming complicated.

[0099]An OFDM signal demodulator shown in drawing 17 performs a carrier frequency synchronization and CPE removal using TPS, and has become what added the exponentiation circuit 38 and the coefficient unit 39 to a 1st embodiment.

[0100]Here, the exponentiation circuit 38 computes a square of a complex vector corresponding to each subcarrier which the differential detection circuit 26 outputs, and the result of an operation is supplied to the correlation calculation circuit 27 and the phase averaging circuit 29. This square operation cancels the uncertainty of 180 degrees of phase change to which TPS originates in a thing between symbols done for differential 2 phase PSK modulation.

[0101]The correlation calculation circuit 27 computes a correlation value with at least one arrangement information among subcarriers which transmit a subcarrier which outputs and transmits CP and TPS of the exponentiation circuit 38, and the correlation value is supplied to the broadband carrier frequency error calculation circuit 28. When the phase averaging circuit 29 equalizes a phase of an output of the exponentiation circuit 38 at least corresponding to one side within a symbol among CP and TPS, CPE is presumed and the output is supplied to the coefficient unit 39. The coefficient unit 39 is amended by doubling 1/of phase change between symbols which doubled by the exponentiation circuit 38, and the output is supplied to the 2nd input edge of the phase change correction circuit 30.

[0102]When m phase PSK modulation (m is a natural number) of the TPS is carried out, the exponentiation circuit 38 computes the m-th power of a complex vector corresponding to each subcarrier which the differential detection circuit 26 outputs, and the coefficient unit 39 increases an output of the phase averaging circuit 29 general 1/m times.

[0103]Since he is trying for the above composition to compute and amend a carrier frequency error of a subcarrier interval unit, and phase change between symbols in this embodiment using TPS in addition to CP, an error under influence of noise can be reduced compared with a 1st embodiment.

[0104](An 8th embodiment) Drawing 18 is a block diagram showing composition of an OFDM signal demodulator in an 8th embodiment of this invention. In drawing 18, identical codes are attached and shown in drawing 1 and identical parts. Also in the figure, an arrow of a thick line expresses a complex number signal, an arrow of a small-gage wire expresses a real number signal, and general control signals, such as a clock required for operation of each component, abbreviate to explanation not becoming complicated.

[0105]An OFDM signal demodulator shown in drawing 18 performs a carrier frequency synchronization and CPE removal using TPS, and adds the exponentiation circuit 38 and the vector rotary circuit 40 to a 1st embodiment.

[0106]Here, the exponentiation circuit 38 computes a square of a complex vector corresponding to each subcarrier which the differential detection circuit 26 outputs, and the result of an operation is supplied to the correlation calculation circuit 27. This square operation cancels the uncertainty of 180 degrees of phase change to which TPS originates in a thing between symbols done for differential 2 phase PSK modulation. The correlation calculation circuit 27 computes a correlation value with at least one arrangement information among subcarriers which transmit a subcarrier which outputs and transmits CP and TPS of the exponentiation circuit 38, and the correlation value is supplied to the broadband carrier frequency error calculation circuit 28.

[0107]On the other hand, the vector rotary circuit 40 judges whether an output of the differential detection circuit 26 is included to which field of a complex plane field divided by an imaginary axis, By rotating an output complex vector of the differential detection circuit 26 only  $\pi/2$  according to the decision result, and a phase after rotation being made to be contained to the always same field, TPS cancels the uncertainty of 180 degrees of phase change resulting from a thing between symbols done for differential 2 phase PSK modulation, and the output is supplied to the phase averaging circuit 29. When the phase averaging circuit 29 equalizes a phase of an output of the vector rotary circuit 40 at least corresponding to one side within a symbol among CP and TPS, CPE is presumed and the output is supplied to the 2nd input edge of the phase change correction circuit 30.

[0108]When  $m$  phase PSK modulation ( $m$  is a natural number) of the TPS is carried out, generally the vector rotary circuit 40, When it judges whether an output of the differential detection circuit 26 is included to which field of a complex plane field divided into  $m$  pieces with a phase and only an integral multiple of  $\pi/m$  rotates an output complex vector of the differential detection circuit 26 according to the decision result, a phase after rotation is made to be contained to the always same field.

[0109]Since he is trying for the above composition to compute and amend a carrier frequency error of a subcarrier interval unit, and phase change between symbols like a 7th embodiment also in this embodiment using TPS in addition to CP, An error under influence of noise can be reduced compared with a 1st embodiment.

[0110]In an embodiment of the invention, the electric power calculation of the correlation calculation circuit 27 and 37 insides should just compute a size of signals, such as the sum of amplitude and amplitude of real part and an imaginary part.

[0111]In an embodiment of the invention, the phase averaging circuit 29, It may be the composition which approximates CPE by equalizing an output complex vector of the differential detection circuit 26 at least corresponding to one side, or the vector rotary circuit 40 within a symbol among CP and TPS, and computing the phase.

[0112]In an embodiment of the invention, the broadband carrier frequency error calculation circuit 28, A synchronous state of a carrier frequency is judged based on an output of the correlation calculation circuit 27, If an output of a carrier frequency error signal of a subcarrier interval unit shall be suspended and it gives a protection feature to the front and back to the synchronous judging in being in a synchronous state, malfunction under influence of noise, phasing, etc. can be prevented.

[0113]Although the above explanation explained taking the case of 2k mode of a DVB-T standard, an embodiment of the 1st thru/or 8 -- a \*\* symbol -- a set of a subcarrier arranged at

the same frequency -- a \*\* symbol -- the about the same -- it being a transmission system which transmits a signal modulated with a phase, \*\*\*ing, and, an embodiment of the 7th thru/or 8 -- a \*\* symbol -- it is a transmission system which transmits a signal which carried out m phase PSK modulation (m is a natural number) of the set of a subcarrier arranged at the same frequency -- \*\*\*ing -- things cannot be overemphasized.

[0114]

[Effect of the Invention]the OFDM signal demodulator according to this invention as mentioned above -- a \*\* symbol -- compared with a conventional example, the drawing-in time of frequency synchronization can be shortened by computing the frequency error of a subcarrier interval unit using the pilot signal arranged at the same frequency.

[0115]a \*\* symbol -- the influence of CPE by the phase noise of a tuner, etc. is removable by computing and amending the phase change between symbols using the pilot signal arranged at the same frequency.

[0116]Thus, according to this invention, the OFDM signal demodulator from which the drawing-in time of frequency synchronization is shortened more, and the influence of CPE by the phase noise of a tuner, etc. can be removed can be provided.

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]It is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 2]It is a block diagram showing the example of an internal configuration of the differential detection circuit in drawing 1.

[Drawing 3]It is a block diagram showing the 1st example of an internal configuration of the correlation calculation circuit in drawing 1.

[Drawing 4]It is a block diagram showing the 2nd example of an internal configuration of the correlation calculation circuit in drawing 1.

[Drawing 5]It is a block diagram showing the example of an internal configuration of the filter circuit between symbols in drawing 4.

[Drawing 6]It is a block diagram showing the 3rd example of an internal configuration of the correlation calculation circuit in drawing 1.

[Drawing 7]It is a block diagram showing the 4th example of an internal configuration of the correlation calculation circuit in drawing 1.

[Drawing 8]It is a block diagram showing the example of an internal configuration of the phase change correction circuit in drawing 1.

[Drawing 9]It is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in a 2nd embodiment of this invention.

[Drawing 10]It is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in a 3rd embodiment of this invention.

[Drawing 11]It is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in a 4th embodiment of this invention.

[Drawing 12]It is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in a 5th embodiment of this invention.

[Drawing 13]It is a block diagram showing the 1st example of an internal configuration of the detector circuit in drawing 12.

[Drawing 14]It is a block diagram showing the 2nd example of an internal configuration of the detector circuit in drawing 12.

[Drawing 15]It is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in a 6th embodiment of this invention.

[Drawing 16]It is a block diagram showing the example of an internal configuration of the correlation calculation circuit in drawing 15.

[Drawing 17]It is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in a 7th embodiment of this invention.

[Drawing 18]It is a block diagram showing the composition of the OFDM signal demodulator in an 8th embodiment of this invention.

[Drawing 19]It is a mimetic diagram showing the example of pilot signal arrangement concerning this invention.

[Drawing 20]It is a block diagram showing the theoretic example of composition of an OFDM transmission system.

[Drawing 21]It is a block diagram showing the example of composition of the conventional OFDM signal demodulator.

[Drawing 22]It is a mimetic diagram showing the example of composition of the standard symbol for frequency synchronization in connection with the conventional OFDM signal demodulator.

[Description of Notations]

11 -- OFDM signal modulator

111 -- Mapping circuit

112 -- IFFT circuit

113 -- Quadrature modulation circuit

114 -- Up converter

12 -- Transmission line

131 -- Tuner

13 -- OFDM signal demodulator

131 -- Tuner

132 -- Orthogonal demodulation circuit

133 -- FFT circuit

134 -- Detector circuit

21 -- Tuner

22 -- Orthogonal demodulation circuit

23 -- Carrier frequency error correction circuit

24 -- Narrow-band carrier frequency error calculation circuit

25 -- FFT circuit

26 -- Differential detection circuit

27 -- Correlation calculation circuit

28 -- Broadband carrier frequency error calculation circuit

29 -- Phase averaging circuit

30 -- Phase change correction circuit

31 -- Detector circuit

32 -- Tuner

33 -- Orthogonal demodulation circuit

34 -- Carrier frequency error correction circuit

- 35 -- Shift circuit
  - 36 -- Detector circuit
  - 37 -- Correlation calculation circuit
  - 38 -- Exponentiation circuit
  - 39 -- Coefficient unit
  - 40 -- Vector rotary circuit
  - 41 -- Electric power calculation circuit
  - 42 -- Correlation calculation circuit
- 

[Translation done.]

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	F I
H 04 J 11/00		H 04 J 11/00 Z
H 04 L 7/00		H 04 L 7/00 C
H 04 N 7/08		H 04 N 7/08 Z
7/081		

審査請求 有 請求項の数22 O L (全 20 頁)

(21)出願番号	特願平10-19892	(71)出願人	395017/298 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送 システム研究所 東京都港区赤坂5丁目2番8号
(22)出願日	平成10年(1998)1月30日	(71)出願人	000005821 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(31)優先権主張番号	特願平9-19410	(72)発明者	林 健一郎 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社 次世代デジタルテレビジョン放送システム 研究所内
(32)優先日	平9(1997)1月31日	(74)代理人	弁理士 鈴江 武彦 (外5名)
(33)優先権主張国	日本 (J P)		
(31)優先権主張番号	特願平9-206639		
(32)優先日	平9(1997)7月31日		
(33)優先権主張国	日本 (J P)		
(31)優先権主張番号	特願平9-213449		
(32)優先日	平9(1997)8月7日		
(33)優先権主張国	日本 (J P)		

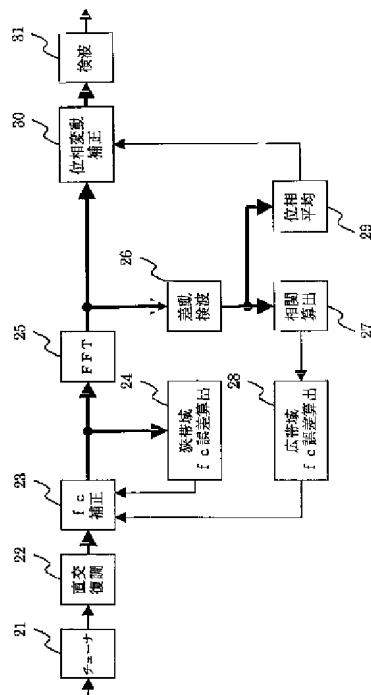
最終頁に続く

## (54)【発明の名称】 直交周波数分割多重信号復調装置

## (57)【要約】

【課題】 OFDM信号復調装置において、引き込み時間が短いキャリア周波数同期を実現すると共に、チューナの位相雑音等による全サブキャリアに共通な位相変動の影響を除去する。

【解決手段】 差動検波回路26はFFT回路25の出力をシンボル間差動検波し、相関算出回路27は差動検波出力とパイロット伝送用サブキャリアの配置情報との相関値を算出し、広帯域キャリア周波数誤差算出回路28は相関値のピーク位置からサブキャリア間隔単位の周波数誤差を算出し、これを用いてキャリア周波数補正回路23はキャリア周波数を補正する。また、位相平均回路29はパイロット伝送用サブキャリアに対応する差動検波出力の位相を平均化し、これを用いて位相変動補正回路30は全サブキャリアに共通な位相変動を補正する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 每シンボル同じ周波数に配置された第1のパイロット信号を含む直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、

前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、周波数軸信号に変換するフーリエ変換手段と、前記フーリエ変換手段の出力をシンボル間差動検波することにより、シンボル間の変動を算出する差動検波手段と、

前記第1のパイロット信号の配置情報と、前記差動検波手段の出力との相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段の出力のピーク位置を検出することにより、サブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差を推定する広帯域キャリア周波数誤差算出手段と、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、キャリア周波数を補正する広帯域キャリア周波数補正手段とを具備することを特徴とする直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項2】 每シンボル同じ周波数に配置された第1のパイロット信号を含む直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、

前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、周波数軸信号に変換するフーリエ変換手段と、前記フーリエ変換手段の出力をシンボル間差動検波することにより、シンボル間の変動を算出する差動検波手段と、

前記第1のパイロット信号に対応した前記差動検波手段の出力の位相を、シンボル内で平均化することにより、全サブキャリアに共通な位相変動を推定する位相平均手段と、

前記位相平均手段の出力からシンボル毎の補正ベクトルを算出し、前記補正ベクトルに基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正する位相変動補正手段とを具備することを特徴とする直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項3】 每シンボル同じ周波数に配置された第1のパイロット信号を含む直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、

前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、周波数軸信号に変換するフーリエ変換手段と、前記フーリエ変換手段の出力をシンボル間差動検波することにより、シンボル間の変動を算出する差動検波手段と、

前記第1のパイロット信号の配置情報と、前記差動検波手段の出力との相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段の出力のピーク位置を検出することにより、サブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差を推定する広帯域キャリア周波数誤差算出手段と、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、キャリア周波数を補正する広帯域キャリア周波数補

正手段と、

前記第1のパイロット信号に対応した前記差動検波手段の出力の位相を、シンボル内で平均化することにより、全サブキャリアに共通な位相変動を推定する位相平均手段と、

前記位相平均手段の出力からシンボル毎の補正ベクトルを算出し、前記補正ベクトルに基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正する位相変動補正手段とを具備することを特徴とする直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項4】 前記相関算出手段は、前記第1のパイロット信号の2値信号による配置情報と、前記差動検波手段から出力される複素ベクトル信号との相関の大きさを算出することを特徴とする請求項1、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項5】 前記相関算出手段は、前記第1のパイロット信号の2値信号による配置情報と、前記差動検波手段の出力をシンボル方向に平均化した複素数信号との相関の大きさを算出することを特徴とする請求項1、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項6】 前記相関算出手段は、前記第1のパイロット信号の2値信号による配置情報と、前記差動検波手段の出力をシンボル方向に平均化した実数信号の大きさとの相関を算出することを特徴とする請求項1、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項7】 前記相関算出手段は、前記第1のパイロット信号の2値信号による配置情報と、前記差動検波手段の出力をシンボル方向に平均化した信号の大きさを所定の閾値と大小比較し2値化した信号との相関を算出することを特徴とする請求項1、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項8】 前記相関算出手段は、前記閾値を受信信号の大きさにより制御することを特徴とする請求項7記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項9】 前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、伝送路から入力される直交周波数分割多重信号の帯域変換を行うチューナの局部発振周波数を制御することを特徴とする請求項1、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項10】 前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、ベースバンド直交周波数分割多重を直交復調する直交復調手段の局部発振周波数を制御することを特徴とする請求項1、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項11】 前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて補正キャリアを生成し、この補正キャリアを前記フーリエ変換手段の入力信号に乗じることを特徴とする

請求項1、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項12】 前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、前記フーリエ変換手段の出力信号を周波数方向にシフトすると共に、ガード期間長に依存して発生するシンボル間の位相回転を補正することを特徴とする請求項1記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項13】 前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、前記フーリエ変換手段の出力信号を周波数方向にシフトすることを特徴とする請求項3記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項14】 前記位相変動補正手段は、前記フーリエ変換手段の出力を各々のサブキャリアの変調方式に応じて検波する検波手段に組み込まれ、その検波と同時に前記補正ベクトル算出手段の出力に基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正することを特徴とする請求項2、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項15】 前記第1のパイロット信号に加えて、サブキャリアー・シンボル領域において分散的かつ周期的に配置された第2のパイロット信号を伝送する直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、前記検波手段は、前記補正ベクトル算出手段の出力に基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正すると同時に、前記第2のパイロット信号を用いて各々のサブキャリアを同期検波することを特徴とする請求項14記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項16】 データ信号をシンボル間の差動変調して伝送する直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、

前記検波手段は、前記補正ベクトル算出手段の出力に基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正すると同時に、各々のサブキャリアをシンボル間の差動検波することを特徴とする請求項14記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項17】 前記位相平均手段は、前記第1のパイロット信号に対応した前記差動検波手段の出力複素ベクトルを、シンボル内で平均化し、その位相を算出することにより、全サブキャリアに共通な位相変動を推定することを特徴とする請求項2、3のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項18】 前記相関算出手段は、前記位相平均手段を包含し、前記第1のパイロット信号の2値信号による配置情報と前記差動検波手段から出力される複素ベクトル信号との相関を算出して前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段に供給すると共に、前記相関演算で得られるベクトルの位相角度から全サブキャリアに共通な位相変動を推定して前記位相変動補正手段に供給することを

特徴とする請求項3記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項19】 前記第1のパイロット信号は、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合を毎シンボル同じ位相で変調した信号を含むことを特徴とする請求項1乃至18のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項20】 前記第1のパイロット信号が、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調(mは自然数)した信号を含むとき、さらに、前記差動検波手段の出力をm乗して前記相関算出手段に供給するべき乗手段を備えることを特徴とする請求項1、3乃至13、18のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項21】 前記第1のパイロット信号が、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調(mは自然数)した信号を含むとき、さらに、

前記差動検波手段の出力をm乗し、前記位相平均手段に供給するべき乗手段と、

前記位相平均手段の出力を1/m倍する係数手段とを備えることを特徴とする請求項2、3、14乃至18のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項22】 前記第1のパイロット信号が、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調(mは自然数)した信号を含むとき、さらに、

前記差動検波手段の出力が、位相によりm個に分割された複素平面領域のいずれの領域に含まれるかを判定し、該判定結果に応じて前記差動検波手段の出力複素ベクトルをπ/mの整数倍だけ回転させることにより、回転後の位相が常に同じ領域に含まれるようにした後、前記位相平均手段に供給するベクトル回転手段を備えることを特徴とする請求項2、3、14乃至18のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重伝送方式によるデジタル放送やデジタル通信に用いられる直交周波数分割多重信号復調装置に関し、特に受信側において復調に用いる再生キャリアの周波数同期技術、及びチューナの位相雜音等による全サブキャリアに共通な位相変動の影響を除去する技術に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】近年、移動体向けのデジタル音声放送や、地上系のデジタルテレビジョン放送にあっては、直交周波数分割多重(以下、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex))伝送方式が注目されている。

【0003】このOFDM伝送方式は、伝送するデジタ

ルデータによって互いに直交する多数のサブキャリアを変調し、それらの変調波を多重して伝送する方式である。この方式は、使用するサブキャリアの数が数百から数千と多くなると、各々の変調波のシンボル周期が極めて長くなるため、マルチパス干渉の影響を受けにくいという特徴を有している。

【0004】以下、OFDM伝送方式の原理について、図20を用いて説明する。

【0005】図20は、OFDM伝送方式の原理的な構成を示すブロック図である。尚、図20において、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わす。

【0006】まず、送信側において、被伝送信号はOFDM信号変調装置11に入力されたデータ信号は、マッピング回路111により各サブキャリアの変調方式に応じた複素平面上の信号点にマッピングされた後、フーリエ逆変換（以下、IFFT（Inverse Fast Fourier Transform））回路112に供給される。このIFFT回路112は、1シンボル分の被伝送信号をIFFT処理し、時間領域に変換することによって有効シンボル期間信号を生成するものであるが、さらに、各シンボル毎に有効シンボル期間信号の後部をガード期間信号として有効シンボル期間信号の前に付加することにより、ベースバンドのOFDM信号を生成する機能を有する。ここで生成されたベースバンドOFDM信号は直交変調回路113に供給される。この直交変調回路113は、ベースバンドOFDM信号でキャリアを直交変調することにより、当該ベースバンドOFDM信号を中間周波数（以下、IF（Intermediate Frequency））帯域の信号に周波数変換するもので、そのIF帯域のOFDM信号はアップコンバータ114によって無線周波数（以下、RF（Radio Frequency））帯域の信号に周波数変換され、伝送路12に出力される。

【0007】一方、受信側において伝送路12からOFDM復調装置13に入力されたOFDM信号は、チューナ131によりRF帯域からIF帯域に周波数変換された後、直交復調回路132に供給される。この直交復調回路132は、入力されたIF帯域信号を直交復調することによってベースバンドOFDM信号に復調するもので、その復調出力はフーリエ変換（以下、FFT（Fast Fourier Transform））回路133に供給される。このFFT回路133は、ベースバンドOFDM信号中から有効シンボル期間信号を取り出してFFT処理し、周波数領域に変換するもので、その出力は検波回路134に供給される。この検波回路134は、各サブキャリアを変調方式に応じて検波した後、デマッピングすることによりデータ信号を復元する。

【0008】しかしながら、上記のような原理的な構成では、送受で用いるキャリアの周波数の間に誤差がある場合に、正確にデータを復調することができなくなる。

そこで、従来から、サブキャリア間隔以内及びサブキャリア間隔単位の二つの自動周波数制御（以下、AFC（Auto Frequency Control））回路を組み合わせ、広範囲の周波数同期を得る手法が開示されている（例えば、1996年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会予稿集、B-512、第512頁）。

【0009】上記文献に開示されているAFC方式において、サブキャリア間隔以内の周波数誤差は、OFDM信号中のガード期間信号が有効シンボル期間信号の後部のコピーであることから、それらの間の相関を利用して算出している。また、サブキャリア間隔単位の周波数誤差は、送信側において所定の周期で挿入された周波数同期用の基準シンボルを用いて算出している。

【0010】以下、上記文献に開示されているAFC方式を用いた従来のOFDM信号復調装置の構成及び動作について、図21から図22を用いて説明する。

【0011】図22は、周波数同期用基準シンボルの構成の一例を示す模式図である。図22において、横軸は周波数、縦軸は振幅を表わし、図中の実線はその周波数にサブキャリアが存在することを示し、破線はその周波数にサブキャリアが存在しないことを示す。この例では、サブキャリアの有無を所定の疑似ランダム（以下、PN（Pseudo Noise））系列に対応させている。

【0012】図21は、従来のOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。図21において、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わす。また、各構成要素の動作に必要なクロック等的一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないように省略している。

【0013】図21において、チューナ21は伝送路から入力されたOFDM信号をRF帯域からIF帯域に周波数変換するもので、その出力は直交復調回路22に供給される。この直交復調回路22は、その内部で発生する固定的なキャリアを用いてIF帯域のOFDM信号をベースバンドのOFDM信号に復調するもので、その復調出力は、キャリア周波数（fc）補正回路23の第1の入力端に供給される。このキャリア周波数補正回路23は、第2の入力端に供給されるサブキャリア間隔単位の広帯域キャリア周波数誤差信号と第3の入力端に供給されるサブキャリア間隔以内の狭帯域キャリア周波数誤差信号に基づいて発生する補正キャリアを、第1の入力端に供給されるベースバンドOFDM信号に乘じることにより、キャリア周波数誤差を補正するもので、その出力は狭帯域キャリア周波数誤差算出回路24及びFFT回路25に供給される。

【0014】狭帯域キャリア周波数誤差算出回路24は、ベースバンドOFDM信号中のガード期間信号と有効シンボル期間信号の後部との相関を利用して、サブキャリア間隔以内の周波数誤差を算出するもので、その出力はキャリア周波数補正回路23の第3の入力端に供給

される。また、FFT回路25は、ベースバンドOFDM信号中の有効シンボル期間信号をFFT処理し、周波数領域に変換するもので、その出力は電力算出回路41および検波回路31に供給される。

【0015】この電力算出回路41は、FFT回路25から出力される各々のサブキャリアに対応した信号の電力を算出するもので、その算出結果は相関算出回路42に供給される。この相関算出回路42は、電力算出回路41の出力と、図22に示す周波数同期基準シンボルのサブキャリアの有無に対応したP/N系列との相関値を算出するもので、その相関値は広帯域キャリア周波数誤差算出回路28に供給される。この広帯域キャリア周波数誤差算出回路28は、相関値のピーク位置からサブキャリア間隔単位の周波数誤差を算出するもので、その出力はキャリア周波数補正回路23の第2の入力端に供給される。検波回路31は、各サブキャリアを変調方式に応じて検波した後、デマッピングすることによりデータ信号を復元する。

#### 【0016】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、前述のような従来の手法では、送信側において所定の周期（例えばフレーム）で挿入された周波数同期用の基準シンボルを用いて、サブキャリア間隔単位の周波数誤差を算出しているために、周波数同期の引き込み時間が比較的長くなってしまう。

【0017】また従来の手法では、定常状態におけるキャリア周波数の誤差を小さくするために、例えば図21の狭帯域キャリア周波数誤差算出回路24の内部に設けられるループフィルタの時定数を数百シンボル期間程度に設定する必要がある。したがって、チューナの位相雜音等の速い変動には追従することができない（この例に限らず、一般的なAFC回路では、チューナの位相雜音等の速い変動に追従できない）。このため、その残留周波数誤差は、サブキャリア間の干渉（以下、ICI（Inter Carrier Interference））、及び全サブキャリアに共通な位相変動（以下、CPE（Common Phase Error））を起こし、誤り率劣化の要因となる。

【0018】そこで本発明は、上記の問題を解決し、周波数同期の引き込み時間がより短縮され、かつチューナの位相雜音等によるCPEの影響を除去することのできるOFDM信号復調装置を提供することを目的とする。

#### 【0019】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために、本発明に係わるOFDM信号復調装置は、以下のように構成される。

【0020】（1）毎シンボル同じ周波数に配置された第1のパイロット信号を含む直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、周波数軸信号に変換するフーリエ変換手段と、前記フーリエ変換手段の出力をシ

ンボル間差動検波することにより、シンボル間の変動を算出する差動検波手段と、前記第1のパイロット信号の配置情報と、前記差動検波手段の出力との相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段の出力のピーク位置を検出することにより、サブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差を推定する広帯域キャリア周波数誤差算出手段と、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、キャリア周波数を補正する広帯域キャリア周波数補正手段とを具備して構成される。

【0021】（2）毎シンボル同じ周波数に配置された第1のパイロット信号を含む直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、周波数軸信号に変換するフーリエ変換手段と、前記フーリエ変換手段の出力をシンボル間差動検波することにより、シンボル間の変動を算出する差動検波手段と、前記第1のパイロット信号に對応した前記差動検波手段の出力の位相を、シンボル内で平均化することにより、全サブキャリアに共通な位相変動を推定する位相平均手段と、前記位相平均手段の出力からシンボル毎の補正ベクトルを算出し、前記補正ベクトルに基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正する位相変動補正手段とを具備して構成される。

【0022】（3）毎シンボル同じ周波数に配置された第1のパイロット信号を含む直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、周波数軸信号に変換するフーリエ変換手段と、前記フーリエ変換手段の出力をシンボル間差動検波することにより、シンボル間の変動を算出する差動検波手段と、前記第1のパイロット信号の配置情報と、前記差動検波手段の出力との相関を算出する相関算出手段と、前記相関算出手段の出力のピーク位置を検出することにより、サブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差を推定する広帯域キャリア周波数誤差算出手段と、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、キャリア周波数を補正する広帯域キャリア周波数補正手段と、前記第1のパイロット信号に對応した前記差動検波手段の出力の位相を、シンボル内で平均化することにより、全サブキャリアに共通な位相変動を推定する位相平均手段と、前記位相平均手段の出力からシンボル毎の補正ベクトルを算出し、前記補正ベクトルに基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正する位相変動補正手段とを具備して構成される。

【0023】（4）（1）及び（3）の構成にあっては、前記相関算出手段は、前記第1のパイロット信号の配置情報（2値信号）と、前記差動検波手段の出力（複素ベクトル信号）との相関の大きさを算出する構成とする。

【0024】（5）（1）及び（3）の構成にあっては、前記相関算出手段は、前記第1のパイロット信号の配置情報（2値信号）と、前記差動検波手段の出力をシ

ンボル方向に平均化した信号（複素数信号）との相関の大きさを算出する構成とする。

【0025】(6)(1)及び(3)の構成にあっては、前記相関算出手段は、前記第1のパイロット信号の配置情報（2値信号）と、前記差動検波手段の出力をシンボル方向に平均化した信号の大きさ（実数信号）との相関を算出する構成とする。

【0026】(7)(1)及び(3)の構成にあっては、前記相関算出手段は、前記第1のパイロット信号の配置情報（2値信号）と、前記差動検波手段の出力をシンボル方向に平均化した信号の大きさを所定の閾値と大小比較し2値化した信号（2値信号）との相関を算出する構成とする。

【0027】(8)(7)の構成にあっては、前記相関算出手段は、前記閾値を受信信号の大きさにより制御する構成とする。

【0028】(9)(1)及び(3)の構成にあっては、前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、チューナの局部発振周波数を制御する構成とする。

【0029】(10)(1)及び(3)の構成にあっては、前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、直交復調手段の局部発振周波数を制御する構成とする。

【0030】(11)(1)及び(3)の構成にあっては、前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて補正キャリアを生成し、この補正キャリアを前記フーリエ変換手段の入力信号に乗じる構成とする。

【0031】(12)(1)の構成にあっては、前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、前記フーリエ変換手段の出力信号を周波数方向にシフトすると共に、ガード期間長に依存して発生するシンボル間の位相回転を補正する構成とする。

【0032】(13)(3)の構成にあっては、前記広帯域キャリア周波数補正手段は、前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段の出力に基づいて、前記フーリエ変換手段の出力信号を周波数方向にシフトする構成とする。

【0033】(14)(2)及び(3)の構成にあっては、前記位相変動補正手段を検波手段に組み込み、その検波手段は、前記補正ベクトル算出手段の出力に基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正すると同時に、各々のサブキャリアの1次変調方式に応じて検波する構成とする。

【0034】(15)(14)の構成にあっては、前記第1のパイロット信号に加えて、サブキャリアー・シンボル領域において分散的かつ周期的に配置された第2のパイロット信号を伝送する直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、前記検波手段は、前記補正ベクトル

算出手段の出力に基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正すると同時に、前記第2のパイロット信号を用いて各々のサブキャリアを同期検波する構成とする。

【0035】(16)(14)の構成にあっては、データ信号をシンボル間の差動変調して伝送する直交周波数分割多重信号を復調する装置であって、前記検波手段は、前記補正ベクトル算出手段の出力に基づいて、全サブキャリアに共通な位相変動を補正すると同時に、各々のサブキャリアをシンボル間の差動検波する構成とする。

【0036】(17)(2)及び(3)の構成にあっては、前記位相平均手段は、前記第1のパイロット信号に対応した前記差動検波手段の出力複素ベクトルを、シンボル内で平均化し、その位相を算出することにより、全サブキャリアに共通な位相変動を推定する構成とする。

【0037】(18)(3)の構成にあっては、前記相関算出手段は、前記位相平均手段を含し、前記第1のパイロット信号の2値信号による配置情報と前記差動検波手段から出力される複素ベクトル信号との相関を算出して前記広帯域キャリア周波数誤差算出手段に供給すると共に、前記相関演算で得られるベクトルの位相角度から全サブキャリアに共通な位相変動を推定して前記位相変動補正手段に供給する構成とする。

【0038】(19)(1)から(18)の構成にあっては、前記第1のパイロット信号は、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合を毎シンボル同じ位相で変調した信号を含む構成とする。

【0039】(20)(1)、(3)から(13)、(18)の構成にあっては、前記第1のパイロット信号が、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調（mは自然数）した信号を含むとき、さらに、前記差動検波手段の出力をm乗し、前記相関算出手段に供給するべき乗手段を備える構成とする。

【0040】(21)(2)、(3)、(14)から(18)の構成にあっては、前記第1のパイロット信号が、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調（mは自然数）した信号を含むとき、さらに、前記差動検波手段の出力をm乗し、前記位相平均手段に供給するべき乗手段と、前記位相平均手段の出力を1/m倍する係数手段とを備える構成とする。

【0041】(22)(2)、(3)、(14)から(18)の構成にあっては、前記第1のパイロット信号が、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調（mは自然数）した信号を含むとき、さらに、前記差動検波手段の出力が、位相によりm個に分割された複素平面領域のいずれの領域に含まれるかを判定し、該判定結果に応じて前記差動検波手段の出力複素ベクトルをπ/mの整数倍だけ回転させることにより、回転後の位相が常に同じ領域に含まれるようにし

た後、前記位相平均手段に供給するベクトル回転手段を備える構成とする。

#### 【0042】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係わるO F D M伝送方式として、欧州の地上波デジタルテレビジョン放送方式であるD V B - T (Digital Video Broadcasting-T errestrial) 規格の2 k モード（伝送に使用するサブキャリア数が1 7 0 5本）を例にとり、本発明の実施の形態について、図1から図19を用いて説明する。

【0043】上記の規格においては、所定のサブキャリアを用いて、スキヤッタド（分散）パイロット（以下、S P (Scattered Pilots) ）とコンティニュアル（連続）パイロット（以下、C P (Continual Pilots) ）と呼ばれる2種類のパイロット信号を伝送する。

【0044】図19は上記D V B - T 規格のパイロット信号配置を示す模式図である。図19において、横軸のkはサブキャリアのインデックスを表わし、縦軸のnはシンボルのインデックスを表わす。また、黒丸はパイロット信号を伝送するサブキャリアを表わし、白丸は他のデータを伝送するサブキャリアを表わす。

【0045】スキヤッタド・パイロットは、以下の(1)式を満たすインデックスk=k<sub>p</sub>のサブキャリアを用いて伝送する。(1)式において、m o dは剰余演算を表わし、pは任意の非負整数である。

#### 【0046】

##### 【数1】

$$k_p = 3(n \bmod 4) + 12 p \quad \dots (1)$$

また、コンティニュアル・パイロットは、k={0, 4 8, 54, 87, 141, 156, 192, 201, 2 55, 279, 282, 333, 432, 450, 48 3, 525, 531, 618, 636, 714, 75 9, 765, 780, 804, 873, 888, 91 8, 939, 942, 969, 984, 1050, 11 01, 1107, 1110, 1137, 1140, 11 46, 1206, 1269, 1323, 1377, 14 91, 1683, 1704}を満たす45本のサブキャリアを用いて伝送する。

【0047】これらのパイロット信号は、それぞれ配置されるサブキャリア・インデックスkに対応したP N系列w<sub>k</sub>に基づいて変調されており、(2)式に示すように毎シンボル同じ振幅及び同じ位相で多重される。

(2)式において、Re{c<sub>k,n</sub>}はサブキャリア・インデックスk、シンボル・インデックスnのサブキャリアに対応する複素ベクトルc<sub>k,n</sub>の実数部を表わし、Im{c<sub>k,n</sub>}は虚数部を表わす。

#### 【0048】

##### 【数2】

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = \frac{4}{3} \times 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \quad \dots (2)$$

さらに上記規格においては、所定のサブキャリアを用いて、伝送パラメータ信号（以下、T P S (Transmission Parameter Signaling) ）を伝送する。

【0049】T P Sは、k={34, 50, 209, 3 46, 413, 569, 595, 688, 790, 90 1, 1073, 1219, 1262, 1286, 146 9, 1594, 1687}を満たす17本のサブキャリアを用いて伝送し、同一シンボル内のサブキャリアでは同じ情報ビットを伝送する。

【0050】このとき、インデックスnのシンボルで伝送する情報ビットをS<sub>n</sub>とすると、T P Sは(3)式に示すようにシンボル間の差動2相P S K (Phase Shift Keying) 変調される。

#### 【0051】

##### 【数3】

$$\begin{cases} S_n = 0 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = \operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \\ S_n = 1 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = -\operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad \dots (3)$$

但し、フレームの先頭シンボル（シンボル・インデックスn=0）に関しては、(4)式に示すように、上記のP N系列w<sub>k</sub>に基づいて絶対位相変調される。

#### 【0052】

##### 【数4】

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,0}\} = 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \operatorname{Im}\{c_{k,0}\} = 0 \end{cases} \quad \dots (4)$$

（第1の実施の形態）図1は、本発明の第1の実施の形態におけるO F D M信号復調装置の構成を示すブロック図である。図1において、図21と同一部分には同一符号を付して示す。尚、同図においても、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わす。また、各構成要素の動作に必要なクロック等の一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないよう省略する。

【0053】図1において、チューナ21は伝送路から入力されたO F D M信号をR F 帯域からI F 帯域に周波数変換するので、その出力は直交復調回路22に供給される。この直交復調回路22は、その内部で発生する固定的なキャリアを用いてI F 帯域のO F D M信号をベースバンドのO F D M信号に復調するので、その復調出力はキャリア周波数(f c)補正回路23の第1の入力端に供給される。

【0054】このキャリア周波数補正回路23は、第2

の入力端に供給されるサブキャリア間隔単位の広帯域キャリア周波数誤差信号と第3の入力端に供給されるサブキャリア間隔以内の狭帯域キャリア周波数誤差信号とに基づいて補正キャリアを発生し、この補正キャリアを第1の入力端に供給されるベースバンドOFDM信号に乗じることにより、キャリア周波数誤差を補正するもので、その出力は狭帯域キャリア周波数誤差算出回路24及びFFT回路25に供給される。

【0055】狭帯域キャリア周波数誤差算出回路24は、ベースバンドOFDM信号中のガード期間信号と有効シンボル期間信号の後部との相関を利用して、サブキャリア間隔以内の周波数誤差を算出するもので、その出力はキャリア周波数補正回路23の第3の入力端に供給される。また、FFT回路25は、ベースバンドOFDM信号中の有効シンボル期間信号をFFT処理し、周波数領域に変換するもので、その出力は差動検波回路26と位相変動補正回路30の第1の入力端とに供給される。

【0056】差動検波回路26は、FFT回路25から出力される各々のサブキャリアに対応した信号をシンボル間差動検波することにより、シンボル間の位相変動を算出するもので、その算出結果は相関算出回路27と位相平均回路29とに供給される。相関算出回路27は、差動検波回路26の出力と、CPを伝送するサブキャリアの配置情報との相関値を算出するもので、その相関値は広帯域キャリア周波数誤差算出回路28に供給される。この広帯域キャリア周波数誤差算出回路28は、相関値のピーク位置からサブキャリア間隔単位の周波数誤差を算出するもので、その出力はキャリア周波数補正回路23の第2の入力端に供給される。

【0057】位相平均回路29は、CPに対応した差動検波回路26の出力の位相をシンボル内で平均化することにより、CPEを推定するもので、その出力は位相変動補正回路30の第2の入力端に供給される。この位相変動補正回路30は、第2の入力端に供給される位相平均回路29の出力に基づいて発生する補正ベクトルを、第1の入力端に供給されるFFT回路25の出力に乘じることにより、CPEを補正するもので、その出力は検波回路31に供給される。検波回路31は、各サブキャリアを変調方式に応じて検波した後、デマッピングすることによりデータ信号を復元する。

【0058】差動検波回路26は、具体的には図2に示すように構成され、FFT回路25の出力が1シンボル期間遅延回路261及び複素乗算器263に供給されるようになっている。1シンボル期間遅延回路261は、FFT回路25の出力を1シンボル期間遅延するもので、その遅延出力は共役回路262に供給される。この共役回路262は、1シンボル期間遅延回路261の出力の虚数部の符号を反転して複素共役を算出するもので、その算出結果は複素乗算器263に供給される。

この複素乗算器263は、FFT回路25の出力に共役回路262の出力を乗じるもので、その演算結果は差動検波回路26の出力として相関算出回路27と位相平均回路29とに供給される。

【0059】図3は、図1における相関算出回路27の第1の構成例を示すものである。この相関算出回路27では、差動検波回路26からの差動検波出力がシフトレジスタ2701に供給されるようになっている。このシフトレジスタ2701はCPを伝送するサブキャリアの配置に対応した複数のタップ出力を備え、それらのタップ出力は総和回路2702の入力端に供給される。この総和回路2702はシフトレジスタ2701のタップ出力の総和を演算するもので、その演算結果は電力算出回路2703に供給される。この電力算出回路2703は総和回路2702の出力の電力を算出するもので、その算出結果は相関算出回路27の出力として広帯域キャリア周波数誤差算出回路28に供給される。

【0060】図3に示す構成によれば、シフトレジスタ2701の全タップ出力にCPを伝送するサブキャリアが出力されるとき、相関算出回路27の出力はピーク値を示す。したがって、広帯域キャリア周波数誤差算出回路28において、相関算出回路27の出力のピーク値を検出し、所定のタイミングからのずれを求ることにより、サブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差を推定することができる。

【0061】図4は、図1における相関算出回路27の第2の構成例を示すものである。図4において、図3と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分について説明する。

【0062】この相関算出回路27では、差動検波回路26からの差動検波出力がシンボル間フィルタ回路2704に供給されるようになっている。このシンボル間フィルタ回路2704は、差動検波回路26の出力をシンボル方向に平均化するもので、その出力はシフトレジスタ2701に供給される。このシフトレジスタ2701以降の構成及び動作は、図3に示した第1の構成例の場合と同じである。

【0063】図4におけるシンボル間フィルタ回路2704は、具体的には図5に示すように構成され、差動検波回路26の出力が減算器27041に供給されるようになっている。この減算器27041は、差動検波回路26の出力から1シンボル期間遅延回路27044の出力を減じるもので、その出力は係数器27042に供給される。この係数器27042は、減算器27041の出力に係数 $\alpha$  ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ) を乗じるもので、その演算結果は加算器27043に供給される。この加算器27043は、係数器27042の出力と1シンボル期間遅延回路27044の出力を加え合わせるもので、その演算結果はシンボル間フィルタ回路2704の出力としてシフトレジスタ2701に供給される。1シンボル期

間遅延回路27044は、加算器27043の出力を1シンボル期間遅延する。

【0064】図5のように構成されたシンボル間フィルタ回路2704は、無限インパレス応答（以下、IIR（Infinite Impulse Response）型のローパスフィルタとして動作し、差動検波回路26から出力される各々のサブキャリアに対応した複素ベクトルをシンボル方向に平均化する。差動検波回路26において、CPを伝送するサブキャリアをシンボル間差動検波した信号は、CPE成分を無視すると、毎シンボル同じ振幅及び同じ位相の直流信号であるとみなせるので、その大部分はシンボル間フィルタ回路2704を通過する。その他のサブキャリアをシンボル間差動検波した信号は、毎シンボル、振幅及び位相がランダムな信号であるので、シンボル間フィルタ回路2704によって阻止される。また、雑音成分も毎シンボルランダムな信号であるので、シンボル間フィルタ回路2704によって阻止される。

【0065】したがって、図3に示した相関算出回路27にシンボル間フィルタ回路2704を追加することにより、相関算出回路27の出力のフロアが抑制され、広帯域キャリア周波数誤差算出回路28における誤差の推定誤りを軽減することができる。

【0066】図6は、図1における相関算出回路27の第3の構成例である。図6において、図3及び図4と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分について説明する。

【0067】この相関算出回路27では、差動検波回路26の出力がシンボル間フィルタ回路2704にてシンボル方向に平均化された後、電力算出回路2703に直接供給されるようになっている。すなわち、この場合の電力算出回路2703は、シンボル間フィルタ回路2704の出力の電力を算出する。その算出結果はシフトレジスタ2705に供給される。このシフトレジスタ2705はCPを伝送するサブキャリアの配置に対応した複数のタップ出力を備え、それらのタップ出力は総和回路2706の入力端に供給される。この総和回路2706はシフトレジスタ2705のタップ出力の総和を演算するもので、その演算結果は相関算出回路27の出力として広帯域キャリア周波数誤差算出回路28に供給される。

【0068】図6においては、シフトレジスタ2705は実数信号を保持し、総和回路2706も実数信号の総和を演算するので、図3及び図4におけるシフトレジスタ2701及び総和回路2702に比して、その規模を削減することができる。

【0069】図7は、図1における相関算出回路27の第4の構成例を示すものである。図7において、図6と同一部分には同一符号を付して、その説明を省略する。

【0070】図7における比較回路2707は、電力算出回路2703の出力と閾値設定回路2708で設定さ

れた閾値とを比較することでCPを伝送するサブキャリアを抽出するもので、電力算出回路2703の出力の方が大きい場合には「1」を出し、閾値設定回路2708の出力の方が大きい場合には「0」を出力する。この比較回路2707の出力はシフトレジスタ2709に供給される。このシフトレジスタ2709はCPを伝送するサブキャリアの配置に対応した複数のタップ出力を備え、それらのタップ出力は総和回路2710の入力端に供給される。この総和回路2710はシフトレジスタ2709のタップ出力の総和を演算するもので、その演算結果は相関算出回路27の出力として広帯域キャリア周波数誤差算出回路28に供給される。

【0071】図7においては、シフトレジスタ2709は2値信号を保持し、総和回路2710も2値信号の総和を演算するので、図3及び図4におけるシフトレジスタ2701及び総和回路2702に比して、その規模を大幅に削減することができる。また、閾値設定回路2708から出力する閾値を受信信号の大きさにより制御すれば、電力算出回路2703の出力レベルの変動に起因する誤判定を防ぐことができる。

【0072】図8は、図1における位相変動補正回路30の構成例を示すものである。この位相変動補正回路30では、位相平均回路29の出力が加算器301に供給されるようになっている。この加算器301は、信号を1シンボル期間保持するレジスタ302と共に累積加算器を構成し、位相平均回路29の出力を毎シンボル累積加算することにより、演算開始からのシンボル間位相変動の累積を算出するもので、その算出結果（加算器301の出力）は補正ベクトル算出回路 $(e^{-j\phi})$ 303に供給される。この補正ベクトル算出回路303は、加算器301の出力の-1倍を位相角とし、振幅が1である複素ベクトルを算出するもので、その算出結果は乗算器304に供給される。この乗算器304は、補正ベクトル算出回路303の出力とFFT回路25の出力とを乗じる。この演算により、CPEを補正することができる。

【0073】以上の構成により、本実施の形態の構成によれば、毎シンボルに含まれるCPを伝送するサブキャリアの配置情報からサブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差を算出するようにしているので、従来例に比べて周波数同期の引き込み時間を短縮することができる。

【0074】また、毎シンボル、CPを用いてシンボル間の位相変動を算出し補正するので、チューナ21の位相雑音等によるCPEの影響を除去することができる。

【0075】（第2の実施の形態）図9は、本発明の第2の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。尚、図9において、図1と同一部分には同一符号を付して示す。また、同図においても、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わし、各構成要素の動作に必要なクロック等

の一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないように省略する。

【0076】図9に示すOFDM信号復調装置は、図1におけるキャリア周波数補正回路23の代わりに、チューナ32においてキャリア周波数誤差を補正するようにしたものである。このチューナ32は、第2の入力端に供給されるサブキャリア間隔単位の広帯域キャリア周波数誤差信号と第3の入力端に供給されるサブキャリア間隔以内の狭帯域キャリア周波数誤差信号とに基づいて局部発振周波数を制御し、第1の入力端に供給されるOFDM信号をRF帯域からIF帯域に周波数変換するもので、その出力は直交復調回路22に供給される。他の構成及び動作は、図1と同一であるので省略する。

【0077】(第3の実施の形態)図10は、本発明の第3の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。尚、図10において、図1と同一部分には同一符号を付して示す。また、同図においても、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わし、各構成要素の動作に必要なクロック等の一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないように省略する。

【0078】図10に示すOFDM信号復調装置は、図1におけるキャリア周波数補正回路23の代わりに、直交復調回路33においてキャリア周波数誤差を補正するようにしたものである。この直交復調回路33は、第2の入力端に供給されるサブキャリア間隔単位の広帯域キャリア周波数誤差信号と第3の入力端に供給されるサブキャリア間隔以内の狭帯域キャリア周波数誤差信号とに基づいて局部発振周波数を制御し、第1の入力端に供給されるIF帯域のOFDM信号をベースバンドのOFDM信号に復調するもので、その復調出力は狭帯域キャリア周波数誤差算出回路24とFFT回路25とに供給される。他の構成及び動作は、図1と同一であるので省略する。

【0079】(第4の実施の形態)図11は、本発明の第4の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。尚、図11において、図1と同一部分には同一符号を付して示す。また、同図においても、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わし、各構成要素の動作に必要なクロック等の一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないように省略する。

【0080】図11に示すOFDM信号復調装置は、キャリア周波数(f<sub>c</sub>)補正回路34においてサブキャリア間隔以内の狭帯域キャリア周波数誤差を補正し、シフト回路35においてサブキャリア間隔単位の広帯域キャリア周波数誤差を補正するようにしたものである。キャリア周波数補正回路34は、第2の入力端に供給されるサブキャリア間隔以内の狭帯域キャリア周波数誤差信号に基づいて補正キャリアを発生し、この補正キャリアを

第1の入力端に供給されるベースバンドOFDM信号に乗じることによってキャリア周波数誤差を補正するもので、その出力は狭帯域キャリア周波数誤差算出回路24及びFFT回路25に供給される。シフト回路35は、第2の入力端に供給されるサブキャリア間隔単位の広帯域キャリア周波数誤差信号に基づいて、FFT回路25の出力を周波数方向にシフトするもので、その出力は差動検波回路26と位相変動補正回路の第1の入力端とに供給される。他の構成及び動作は、図1と同一であるので省略する。

【0081】ここで、サブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差は、有効シンボル期間長で整数周期となる周波数誤差であるが、OFDM信号にはガード期間が存在するので、周波数領域におけるサブキャリア単位のずれと共に、ガード期間長に依存したシンボル毎の位相回転を発生させる。したがって、図11の構成のように、周波数領域におけるシフトによって広帯域キャリア周波数誤差を補正する場合は、この位相回転を補正する手段が必要となる。しかしながら、この位相回転は全サブキャリアに共通なものであるため、図11のようにCPE除去のための回路を備えている場合は、位相変動補正回路30において自動的に補正される。

【0082】(第5の実施の形態)図12は、本発明の第5の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。尚、図12において、図1と同一部分には同一符号を付して示す。また、同図においても、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わし、各構成要素の動作に必要なクロック等の一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないように省略する。

【0083】図12に示すOFDM信号復調装置は、図1における位相変動補正回路30の代わりに、検波回路36においてCPEを補正するようにしたものである。この検波回路36は、第2の入力端に供給される位相平均回路29の出力に基づいて補正ベクトルを発生し、この補正ベクトルを各サブキャリアの変調方式に応じた検波ベクトルに乗じる。そして、その検波ベクトルを用いてFFT回路25の出力を検波すると共にCPEを補正した後、デマッピングすることによりデータ信号を復元する。他の構成及び動作は、図1と同一であるので省略する。

【0084】図13は、図12における検波回路36の、SP信号を使用した同期検波を前提とする変調方式に対応した構成例を示すものである。この検波回路36では、FFT回路25の出力が複素除算器3604の第1の入力端と複素除算器3608の第1の入力端とに供給されるようになっている。パイロット発生回路3603は、FFT回路25の出力に同期してSPを発生するもので、その出力は複素除算器3604の第2の入力端に供給される。この複素除算器3604は、第1の入力

端に供給されるFFT回路25の出力中に含まれるSPを、第2の入力端に供給されるパイロット発生回路3603が出力する正規のSPで除算することにより、SPに作用する伝送路特性を算出するものである。その出力はスイッチ(SW)3605によりメモリ3606の出力と選択的に複素乗算器3602の第1の入力端に供給される。

【0085】一方、位相平均回路29の出力は補正ベクトル算出回路( $e^{j\phi}$ )3601に供給される。この補正ベクトル算出回路3601は、位相平均回路29の出力を位相角とし、振幅が1である複素ベクトルを算出するもので、その算出結果は複素乗算器3602の第2の入力端に供給される。スイッチ3605は、複素除算器3604の出力がSPに対応している場合(1つのサブキャリアに着目すると4シンボル中1シンボル)には複素除算器3604の出力を選択し、その他の場合(同じく4シンボル中3シンボル)にはメモリ3606の出力を選択して出力する。

【0086】複素乗算器3602は、第1の入力端からスイッチ3605により選択的に供給される複素除算器3604の出力またはメモリ3606の出力と、第2の入力端に供給される補正ベクトル算出回路3601の出力を乗算するもので、その演算結果はフィルタ回路3607に供給されると共にメモリ3606にも供給される。このメモリ3606は複素乗算器3602の出力を4シンボル期間(着目したサブキャリアで次のSPが伝送されてくるまで)保持する。これらの動作により、SPを伝送するサブキャリア(3サブキャリア中1サブキャリア)に作用する伝送路特性にCPEの補正を施すことができる。

【0087】フィルタ回路3607は、複素乗算器3602の出力を周波数(サブキャリア)方向に内挿し、全サブキャリアに作用する伝送路特性(CPEを補正したもの)を求めるもので、その出力は複素除算器3608の第2の入力端に供給される。この複素除算器3608は、第1の入力端に供給されるFFT回路25の出力を、第2の入力端に供給されるフィルタ回路3607の出力で除算することにより、FFT回路25の出力を同期検波するものである。その出力はデマッピング回路3609に供給される。このデマッピング回路3609は、複素除算器3608の出力を変調方式に応じてデマッピングすることによりデータ信号を復元するものである。

【0088】図14は、図12における検波回路36の、差動検波を前提とする変調方式に対応した構成例を示すものである。この検波回路36では、FFT回路25の出力が1シンボル期間遅延回路3610と複素除算器3611の第1の入力端とに供給されるようになっている。1シンボル期間遅延回路3610は、FFT回路25の出力を1シンボル期間だけ遅延するものあり、

その出力は複素乗算器3602の第1の入力端に供給される。一方、位相平均回路29の出力は補正ベクトル算出回路( $e^{j\phi}$ )3601に供給される。

【0089】この補正ベクトル算出回路3601は、位相平均回路29の出力を位相角とし、振幅が1である複素ベクトルを算出するもので、その算出結果は複素乗算器3602の第2の入力端に供給される。この複素乗算器3602は、第1の入力端に供給される1シンボル期間遅延回路3610の出力と、第2の入力端に供給される補正ベクトル算出回路3601の出力を乗算することにより、1シンボル期間前の信号にCPEの補正を施すもので、その演算結果は複素除算器3611の第2の入力端に供給される。

【0090】この複素除算器3611は、第1の入力端に供給されるFFT回路25の出力を、第2の入力端に供給される複素乗算器3602の出力で除算することにより、FFT回路25の出力を差動検波するものであり、その出力はデマッピング回路3612に供給される。このデマッピング回路3612は、複素除算器3611の出力を変調方式に応じてデマッピングすることによりデータ信号を復元するものである。

【0091】以上の構成により、本実施の形態によれば、第1の実施の形態における位相変動補正回路30と検波回路31の処理の一部を共用できるので、回路規模を削減することができる。

【0092】(第6の実施の形態)図15は、本発明の第6の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。尚、図15において、図1と同一部分には同一符号を付して示す。また、同図においても、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わし、各構成要素の動作に必要なクロック等の一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないように省略する。

【0093】図15に示すOFDM信号復調装置は、図1における相関算出回路27と位相平均回路29との処理をともに相関回路37で実行するようにしたものである。

【0094】図16は、図15における相関回路37の構成例であり、差動検波回路26の出力はシフトレジスタ371に供給される。このシフトレジスタ371は、CPを伝送するサブキャリアの配置に対応した複数のタップ出力を備え、それらのタップ出力は総和回路372の入力端に供給される。この総和回路372はシフトレジスタ371のタップ出力の総和を演算するもので、その演算結果は電力算出回路373と位相算出回路(tan<sup>-1</sup>)374とに供給される。

【0095】電力算出回路373は総和回路372の出力の電力を算出するもので、その算出結果は相関算出回路37の第1の出力として広帯域キャリア周波数誤差算出回路28に供給される。一方、位相算出回路374は

総和回路372の出力の位相を算出するもので、その算出結果は相関算出回路37の第2の出力として位相変動補正回路30の第2の入力端に供給される。

【0096】ここで、キャリア周波数が同期すると、シフトレジスタ371のタップ出力にはCPを伝送するサブキャリアが出力されるので、総和回路372の出力はCPを伝送するサブキャリアのシンボル間の変動をシンボル内で平均化したものとなる。

【0097】以上の構成により、本実施の形態によれば、第1の実施の形態における相関算出回路27と位相平均回路29の処理の一部を共用できるので、回路規模を削減することができる。

【0098】(第7の実施の形態)図17は、本発明の第7の実施の形態におけるO F D M信号復調装置の構成を示すブロック図である。尚、図17において、図1と同一部分には同一符号を付して示す。また、同図においても、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わし、各構成要素の動作に必要なクロック等の一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないように省略する。

【0099】図17に示すO F D M信号復調装置は、TPSを用いてキャリア周波数同期及びCPE除去を行うものであり、第1の実施の形態に対して、べき乗回路38と係数器39とを追加したものとなっている。

【0100】ここで、べき乗回路38は、差動検波回路26が outputする各々のサブキャリアに対応した複素ベクトルの2乗を算出するもので、その演算結果は相関算出回路27と位相平均回路29とに供給される。この2乗演算は、TPSがシンボル間の差動2相PSK変調されていることに起因する位相変動の180度の不確定性を解消する。

【0101】相関算出回路27は、べき乗回路38の出力と、CPを伝送するサブキャリア及びTPSを伝送するサブキャリアの内、少なくとも一方の配置情報との相関値を算出するもので、その相関値は広帯域キャリア周波数誤差算出回路28に供給される。位相平均回路29は、CP及びTPSの内、少なくとも一方に対応したべき乗回路38の出力の位相をシンボル内で平均化することにより、CPEを推定するもので、その出力は係数器39に供給される。係数器39は、べき乗回路38によって2倍になったシンボル間の位相変動を1/2倍することにより補正するもので、その出力は位相変動補正回路30の第2の入力端に供給される。

【0102】一般的には、TPSがm相PSK変調(mは自然数)されている場合、べき乗回路38は、差動検波回路26が outputする各々のサブキャリアに対応した複素ベクトルのm乗を算出し、係数器39は、位相平均回路29の出力を1/m倍する。

【0103】以上の構成により、本実施の形態においては、CPに加えてTPSを用いてサブキャリア間隔単位

のキャリア周波数誤差及びシンボル間の位相変動を算出し補正するようしているので、第1の実施の形態に比べ雑音の影響による誤差を低減することができる。

【0104】(第8の実施の形態)図18は、本発明の第8の実施の形態におけるO F D M信号復調装置の構成を示すブロック図である。尚、図18において、図1と同一部分には同一符号を付して示す。また、同図においても、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わし、各構成要素の動作に必要なクロック等の一般的な制御信号は、説明が繁雑にならないように省略する。

【0105】図18に示すO F D M信号復調装置は、TPSを用いてキャリア周波数同期及びCPE除去を行うものであり、第1の実施の形態に対して、べき乗回路38とベクトル回転回路40とを追加したものである。

【0106】ここで、べき乗回路38は、差動検波回路26が outputする各々のサブキャリアに対応した複素ベクトルの2乗を算出するもので、その演算結果は相関算出回路27に供給される。この2乗演算は、TPSがシンボル間の差動2相PSK変調されていることに起因する位相変動の180度の不確定性を解消する。相関算出回路27は、べき乗回路38の出力と、CPを伝送するサブキャリア及びTPSを伝送するサブキャリアの内、少なくとも一方の配置情報との相関値を算出するもので、その相関値は広帯域キャリア周波数誤差算出回路28に供給される。

【0107】一方、ベクトル回転回路40は、差動検波回路26の出力が、虚軸により分割された複素平面領域のいずれの領域に含まれるかを判定し、その判定結果に応じて差動検波回路26の出力複素ベクトルを $\pi/2$ だけ回転し、回転後の位相が常に同じ領域に含まれるようにすることにより、TPSがシンボル間の差動2相PSK変調されていることに起因する位相変動の180度の不確定性を解消するものであり、その出力は位相平均回路29に供給される。位相平均回路29は、CP及びTPSの内、少なくとも一方に対応したベクトル回転回路40の出力の位相をシンボル内で平均化することにより、CPEを推定するもので、その出力は位相変動補正回路30の第2の入力端に供給される。

【0108】一般的には、TPSがm相PSK変調(mは自然数)されている場合、ベクトル回転回路40は、差動検波回路26の出力が、位相によりm個に分割された複素平面領域のいずれの領域に含まれるかを判定し、その判定結果に応じて差動検波回路26の出力複素ベクトルを $\pi/m$ の整数倍だけ回転することにより、回転後の位相が常に同じ領域に含まれるようにする。

【0109】以上の構成により、本実施の形態においても、第7の実施の形態と同様に、CPに加えてTPSを用いてサブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差及びシンボル間の位相変動を算出し補正するようしている

ので、第1の実施の形態に比べ雑音の影響による誤差を低減することができる。

【0110】尚、本発明の実施の形態において、相関算出回路27及び37内部の電力算出は、振幅や、実部及び虚部の振幅の和など、信号の大きさを算出するものであればよい。

【0111】また、本発明の実施の形態において、位相平均回路29は、CP及びTPSの内、少なくとも一方に対応した差動検波回路26あるいはベクトル回転回路40の出力複素ベクトルを、シンボル内で平均化し、その位相を算出することにより、CPEを近似する構成であってもよい。

【0112】また、本発明の実施の形態において、広帯域キャリア周波数誤差算出回路28は、相関算出回路27の出力に基づいてキャリア周波数の同期状態を判定し、同期状態にある場合にはサブキャリア間隔単位のキャリア周波数誤差信号の出力を停止するものとし、その同期判定に前方及び後方にに対する保護機能をもたせば、雑音やフェージング等の影響による誤動作を防ぐことができる。

【0113】さらに、以上の説明では、DVB-T規格の2kモードを例にとって説明したが、第1乃至8の実施の形態では、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合を毎シンボル同じ位相で変調した信号を伝送するような伝送方式であればよく、第7乃至8の実施の形態では、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調(mは自然数)した信号を伝送するような伝送方式であればよいことはいうまでもない。

#### 【0114】

【発明の効果】以上のように本発明によるOFDM信号復調装置は、毎シンボル同じ周波数に配置されたパイロット信号を用いてサブキャリア間隔単位の周波数誤差を算出することにより、従来例に比べ周波数同期の引き込み時間を短縮することができる。

【0115】また、毎シンボル同じ周波数に配置されたパイロット信号を用いてシンボル間の位相変動を算出して補正することにより、チューナの位相雑音等によるCPEの影響を除去することができる。

【0116】このように本発明によれば、周波数同期の引き込み時間がより短縮され、かつチューナの位相雑音等によるCPEの影響を除去することのできるOFDM信号復調装置を提供することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図1における差動検波回路の内部構成例を示すブロック図である。

【図3】図1における相関算出回路の第1の内部構成例を示すブロック図である。

【図4】図1における相関算出回路の第2の内部構成例を示すブロック図である。

【図5】図4におけるシンボル間フィルタ回路の内部構成例を示すブロック図である。

【図6】図1における相関算出回路の第3の内部構成例を示すブロック図である。

【図7】図1における相関算出回路の第4の内部構成例を示すブロック図である。

【図8】図1における位相変動補正回路の内部構成例を示すブロック図である。

【図9】本発明の第2の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。

【図10】本発明の第3の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。

【図11】本発明の第4の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。

【図12】本発明の第5の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。

【図13】図12における検波回路の第1の内部構成例を示すブロック図である。

【図14】図12における検波回路の第2の内部構成例を示すブロック図である。

【図15】本発明の第6の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。

【図16】図15における相関算出回路の内部構成例を示すブロック図である。

【図17】本発明の第7の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。

【図18】本発明の第8の実施の形態におけるOFDM信号復調装置の構成を示すブロック図である。

【図19】本発明に係わるパイロット信号配置例を示す模式図である。

【図20】OFDM伝送方式の原理的な構成例を示すブロック図である。

【図21】従来のOFDM信号復調装置の構成例を示すブロック図である。

【図22】従来のOFDM信号復調装置に関わる周波数同期用基準シンボルの構成例を示す模式図である。

#### 【符号の説明】

1 1…OFDM信号変調装置

1 1 1…マッピング回路

1 1 2…IFFT回路

1 1 3…直交変調回路

1 1 4…アップコンバータ

1 2…伝送路

1 3 1…チューナ

1 3…OFDM信号復調装置

1 3 1…チューナ

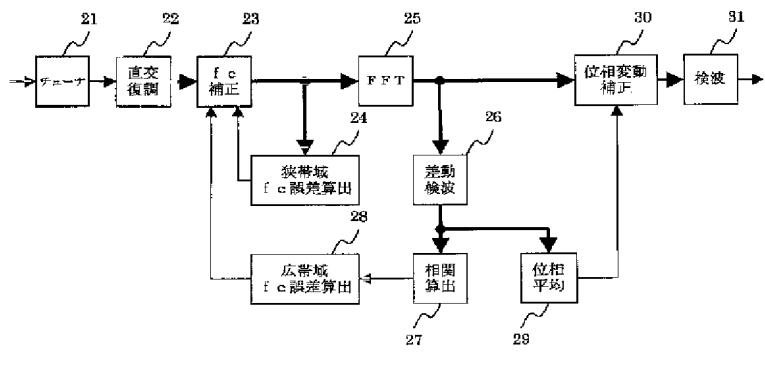
1 3 2…直交復調回路

1 3 3…FFT回路

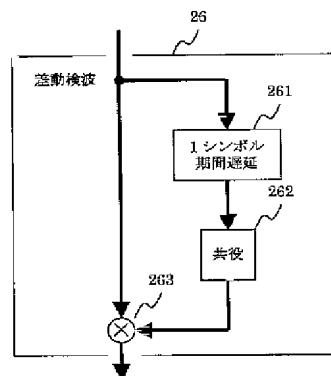
134…検波回路  
 21…チューナ  
 22…直交復調回路  
 23…キャリア周波数誤差補正回路  
 24…狭帯域キャリア周波数誤差算出回路  
 25…FFT回路  
 26…差動検波回路  
 27…相関算出回路  
 28…広帯域キャリア周波数誤差算出回路  
 29…位相平均回路  
 30…位相変動補正回路  
 31…検波回路

32…チューナ  
 33…直交復調回路  
 34…キャリア周波数誤差補正回路  
 35…シフト回路  
 36…検波回路  
 37…相関算出回路  
 38…べき乗回路  
 39…係数器  
 40…ベクトル回転回路  
 41…電力算出回路  
 42…相関算出回路

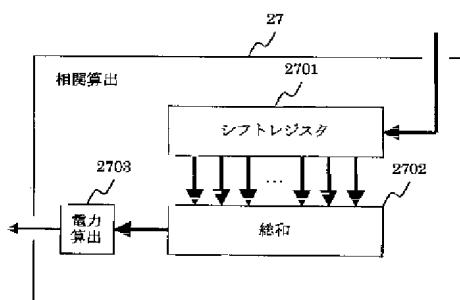
【図1】



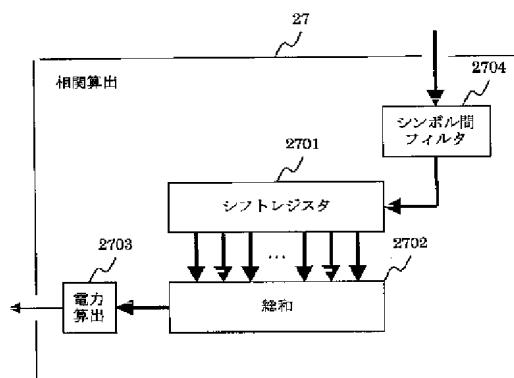
【図2】



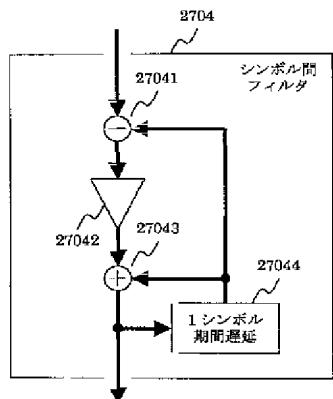
【図3】



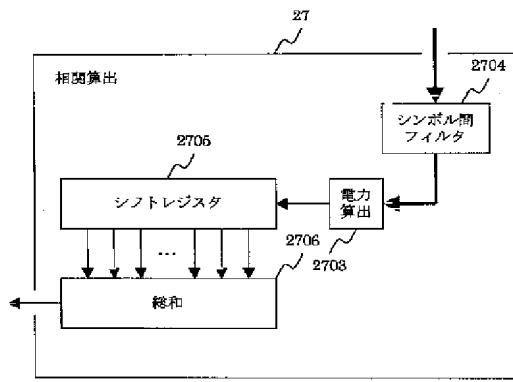
【図4】



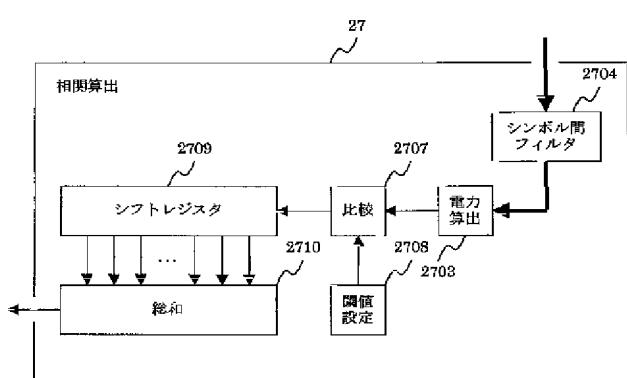
【図5】



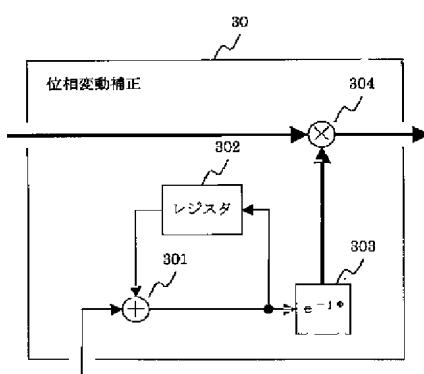
【図6】



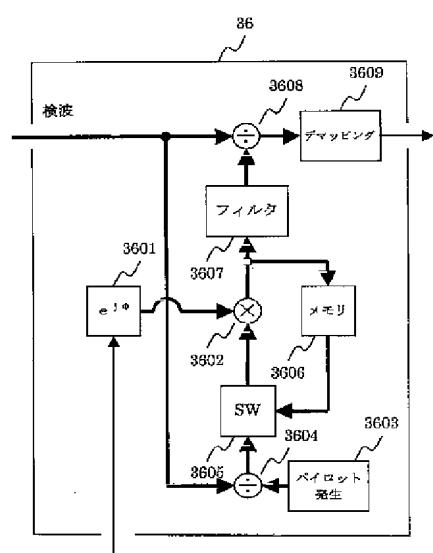
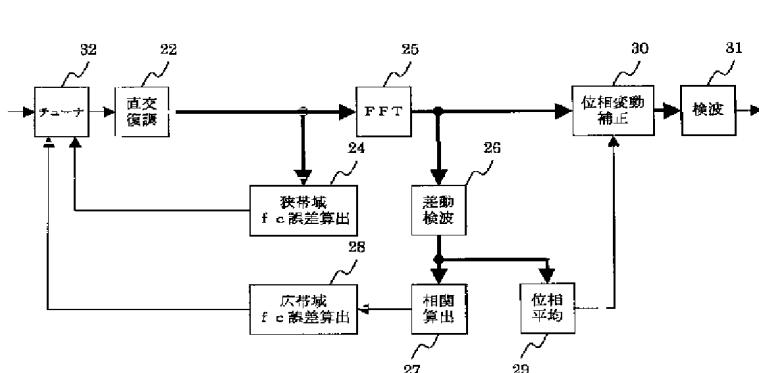
【図7】



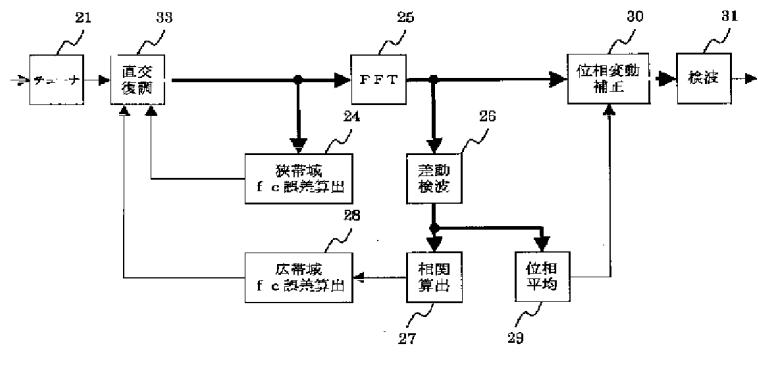
【図8】



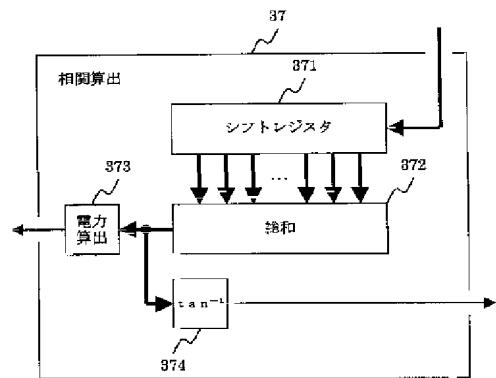
【図9】



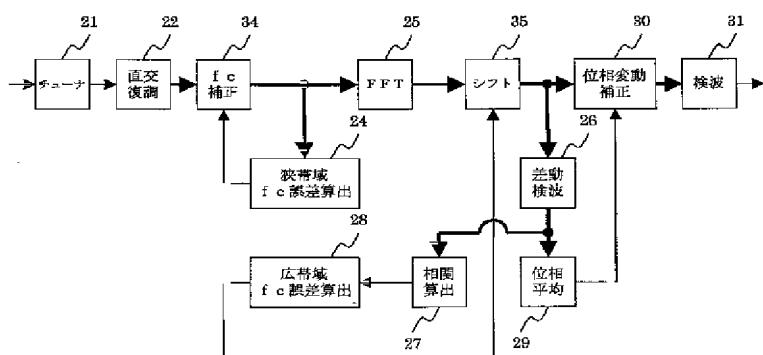
【図10】



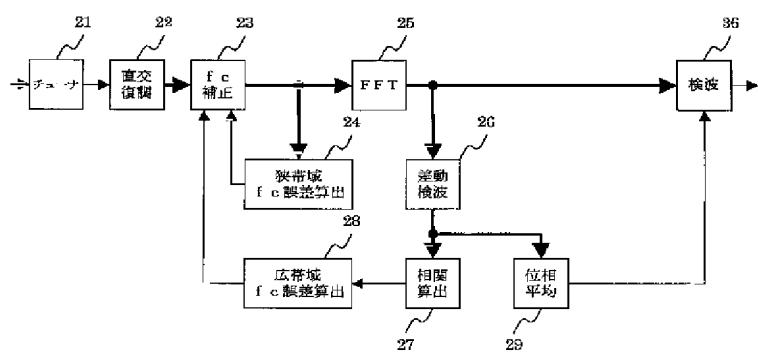
【図16】



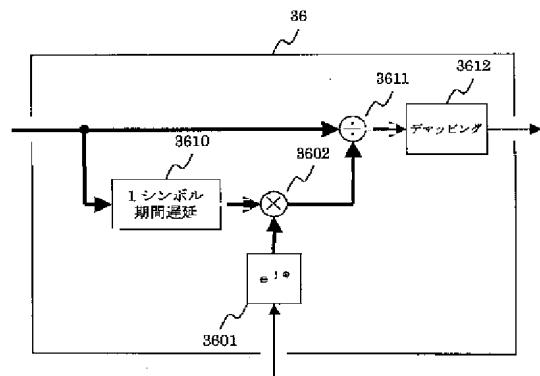
【図11】



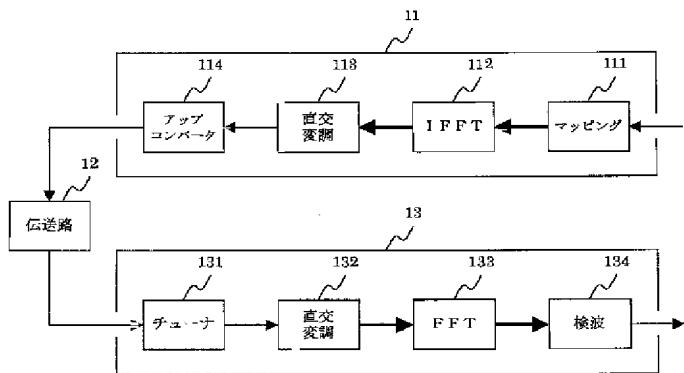
【図12】



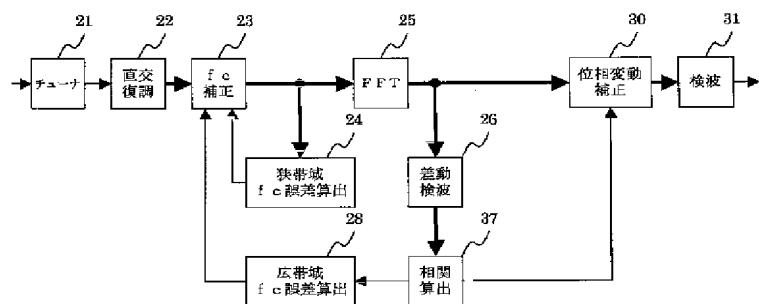
【図14】



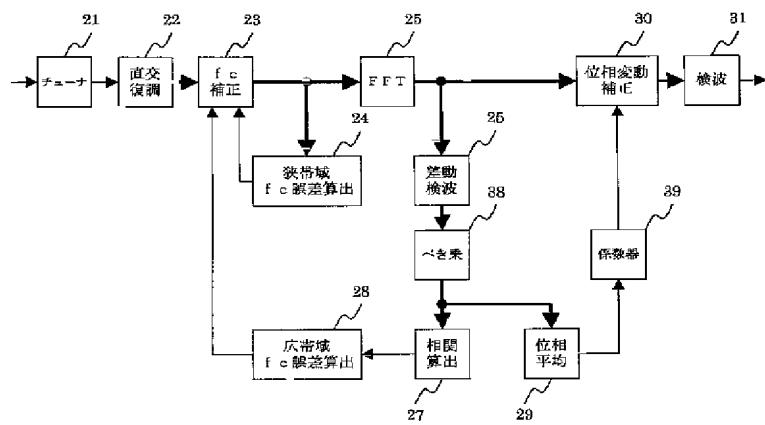
【図20】



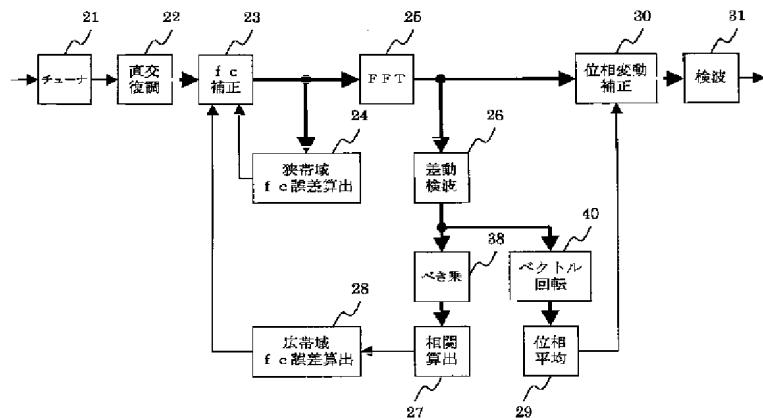
【図15】



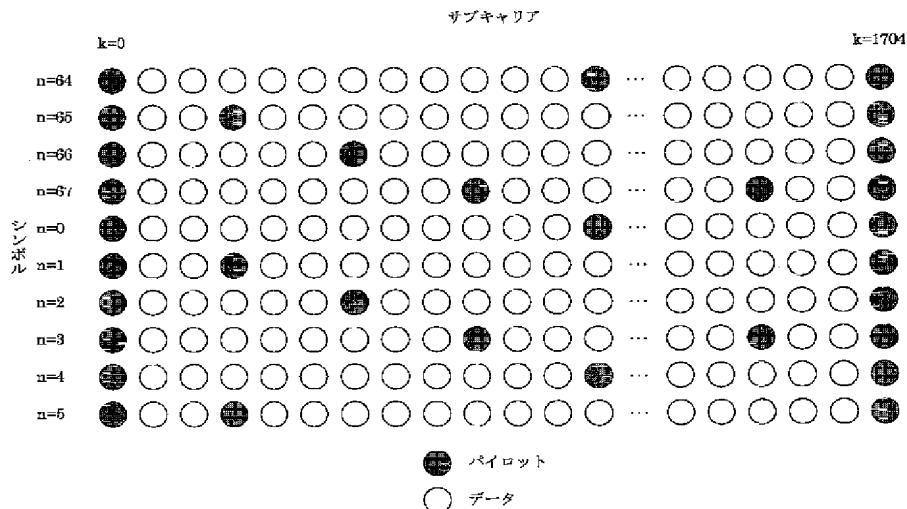
【図17】



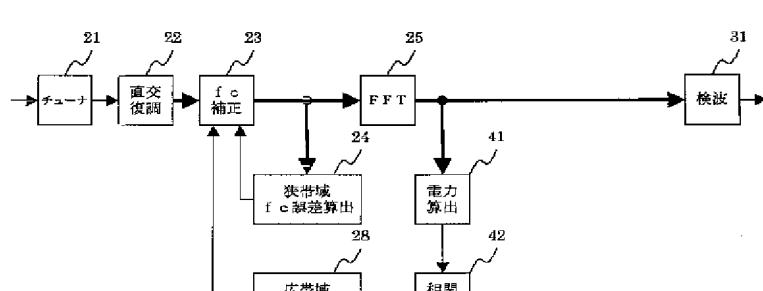
【図18】



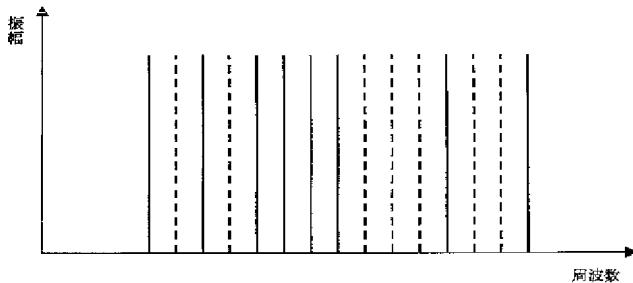
【図19】



【図21】



【図22】



## 【手続補正書】

【提出日】平成10年7月29日

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項22

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【請求項22】前記第1のパイロット信号が、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調（mは自然数）した信号を含むとき、さらに、前記差動検波手段の出力が、位相によりm個に分割された複素平面領域のいずれの領域に含まれるかを判定し、該判定結果に応じて前記差動検波手段の出力複素ベクトルを $2\pi/m$ の整数倍だけ回転させることにより、回転後の位相が常に同じ領域に含まれるようにした後、前記位相平均手段に供給するベクトル回転手段を備えることを特徴とする請求項2、3、14乃至18のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

## 【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0041

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0041】(22)(2)、(3)、(14)から(18)の構成にあっては、前記第1のパイロット信号が、毎シンボル同じ周波数に配置されたサブキャリアの集合をm相PSK変調（mは自然数）した信号を含むとき、さらに、前記差動検波手段の出力が、位相によりm個に分割された複素平面領域のいずれの領域に含まれるかを判定し、該判定結果に応じて前記差動検波手段の出力複素ベクトルを $2\pi/m$ の整数倍だけ回転させることにより、回転後の位相が常に同じ領域に含まれるようにした後、前記位相平均手段に供給するベクトル回転手段

を備える構成とする。

## 【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0107

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0107】一方、ベクトル回転回路40は、差動検波回路26の出力が、虚軸により分割された複素平面領域のいずれの領域に含まれるかを判定し、その判定結果に応じて差動検波回路26の出力複素ベクトルを $\pi$ だけ回転し、回転後の位相が常に同じ領域に含まれるようにすることにより、TPSがシンボル間の差動2相PSK変調されていることに起因する位相変動の180度の不確定性を解消するものであり、その出力は位相平均回路29に供給される。位相平均回路29は、CP及びTPSの内、少なくとも一方に対応したベクトル回転回路40の出力の位相をシンボル内で平均化することにより、CPEを推定するもので、その出力は位相変動補正回路30の第2の入力端に供給される。

## 【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0108

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0108】一般的には、TPSがm相PSK変調（mは自然数）されている場合、ベクトル回転回路40は、差動検波回路26の出力が、位相によりm個に分割された複素平面領域のいずれの領域に含まれるかを判定し、その判定結果に応じて差動検波回路26の出力複素ベクトルを $2\pi/m$ の整数倍だけ回転することにより、回転後の位相が常に同じ領域に含まれるようにする。

## フロントページの続き

(72)発明者 木村 知弘 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社 次世代デジタルテレビジョン放送システム 研究所内	(72)発明者 木曾田 晃 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社 次世代デジタルテレビジョン放送システム 研究所内
(72)発明者 影山 定司 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社 次世代デジタルテレビジョン放送システム 研究所内	(72)発明者 曽我 茂 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社 次世代デジタルテレビジョン放送システム 研究所内
(72)発明者 原田 泰男 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社 次世代デジタルテレビジョン放送システム 研究所内	(72)発明者 坂下 誠司 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器 産業株式会社内